

MIKROWELLEN-ABBILDUNG
BEWEGTER, NICHT-DIFFUS
STREUENDER OBJEKTE
MIT ECHTZEIT-SIGNALVERARBEITUNG

von

SIEGFRIED OSTERRIEDER

Erlangen 1985

1985 № 351

Digitized by the Internet Archive
in 2026

**MIKROWELLEN-ABBILDUNG
BEWEGTER, NICHT-DIFFUS
STREUENDER OBJEKTE
MIT ECHTZEIT-SIGNALVERARBEITUNG**

**Der Technischen Fakultät
der Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR**

vorgelegt

von

SIEGFRIED OSTERRIEDER

Erlangen 1985

Als Dissertation genehmigt von der
Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 13.2.1985

Tag der Promotion: 18.4.1985

Dekan:

Prof. Dipl.-Ing. G. Vetter

Berichterstatte:

Prof. Dr.-Ing. H. Brand

Prof. Dr.-Ing. J. Detlefsen

INHALTSVERZEICHNIS

Verzeichnis der wichtigsten Formelzeichen III

1.	EINLEITUNG	1
2.	ECHTZEIT-ABBILDUNG MIT MIKROWELLEN	4
2.1.	Abbildung mit Mikrowellen	4
2.2.	Echtzeit	5
2.3.	Ein mobiles 70 GHz - Abbildungssystem	7
3.	THEORETISCHE UND EXPERIMENTELLE UNTERSUCHUN- GEN ZUM ABBILDUNGSVORGANG	12
3.1.	Die skalare Beugungstheorie	12
3.2.	Beugungsdiagramm eines idealen, ebenen Spiegels	18
3.3.	Einfluß der Interferenz	24
3.4.	Reflexionsverhalten eines Fahrzeugs	29
3.4.1.	Reproduzierbarkeit von Rückstreudiagrammen	34
3.4.2.	Rückstreuverhalten des "stillstehenden" Fahrzeugs	41
3.4.3.	Frequenzspektrum des Streufeldes	45
4.	STÖREINFLÜSSE	57
4.1.	Störung durch Beugung und Interferenz	57
4.2.	Störung durch Blendung und Wegspiegelung	63
4.3.	Störung durch Mehrfachspiegelung	65
5.	KONZEPTION EINER SCHNELLEN SIGNALVERARBEITUNG	68
5.1.	Herleitung des Zielsignals	68
5.1.1.	Die Bildebene	68
5.1.2.	Gewinnung der Bildinformation	70
5.2.	Prinzipien zur Störunterdrückung	75
5.2.1.	Vergangenheitsbewertung	75
5.2.2.	Zukunftsbewertung	78
5.2.3.	Maximalwerterkennung	79

5.3.	Zusätzliche Maßnahmen zur Verbesserung des Mikrowellenbildes	81
5.3.1.	Dynamikerkennung	81
5.3.2.	Festzielerkennung	82
5.3.3.	Farbdarstellung	83
6.	REALISIERUNG EINES SIGNALVERARBEITUNGS- SYSTEMS	85
6.1.	Parallel/Serien - Umsetzung	86
6.2.	Realisierung der Dynamikerkennung und der Maximalwerterkennung	90
6.3.	Speicherung	92
6.4.	Realisierung der Vergangenheitsbewertung und der Zukunftsbewertung	93
6.5.	Realisierung der Festzielerkennung	97
6.6.	Das Zeitraster	98
6.7.	Ausgabe des Mikrowellenbildes	104
7.	ERPROBUNG DER SIGNALVERARBEITUNG	107
7.1.	Ein Funktionstest	107
7.2.	Erprobung der im Abbildungssystem integrierten Signalverarbeitung	109
8.	ZUSAMMENFASSUNG	117
9.	ANHANG	120
A1.	Stromversorgung	120
A2.	Parallel/Serien - Umsetzung	121
A3.	Analog/Digital - Umsetzung und Maximalwerterkennung	123
A4.	Vergangenheits- und Zukunftsbewertung	126
A5.	Festzielerkennung	128
A6.	Steuerung der Datenausgabe	130
A7.	Pegelanpassung und Bildausgabe	133
A8.	Zeitsteuerung	135
A9.	Integration der Signalverarbeitung in das Mikrowellen - Abbildungssystem	137
10.	LITERATURVERZEICHNIS	139

Verzeichnis der wichtigsten Formelzeichen

a, b	Kantenlängen
c_o	Vakuum - Lichtgeschwindigkeit
E	elektrische Feldstärke (komplexer Zeiger)
$\hat{E}$	Amplitude der elektrischen Feldstärke
E_A, E_B, E_S	elektrische Feldstärke in der Apertur-, Bildebene, auf der Objektoberfläche
E_e	elektrische Feldstärke der Beleuchtungswelle
f	Frequenz
f_R	Resonanzfrequenz
f_z, f_z'	Differenzfrequenz
Δf	Bandbreite
ΔF	Frequenzhub
$F \{ \dots \}$	Fourier - Transformation
$G(t)$	Fensterfunktion
$g(\omega)$	Fouriertransformierte von $G(t)$
$G_o(t), g_o(\omega)$	Rechteck - Fensterfunktion
$G_H(t), g_H(\omega)$	Fensterfunktion nach Hamming
G_e, G_s	Gewinn der Empfangs-, Sendeantenne
${}^1G_e, {}^1G_s$	logarithmierter Gewinn
H_L	komplexe Übertragungsfunktion
H	relative Häufigkeit
K	Anzahl der Periodogramme
k	Wellenzahl
$\bar{k}$	Faktor
L	maximale Objektausdehnung

$\vec{n}$	Flächennormalenvektor
N_O, N_N, N_R	Leistungsdichte des Störsignals, Rauschanteils, Resonanzanteils
P	Leistung
l_P	logarithmierte Leistung
P_E, P_V	Leistung am Empfängereingang, -ausgang
P_S	Leistung des Senders
P_r	reflektierte Leistung
$P_{\Delta T}$	Periodogramm
$P_{m\Delta T}$	modifiziertes Periodogramm
P_m	logarithmiertes, gemitteltes Periodogramm
R, R', R_1, R_2, R_3	Entfernung
$\vec{r}, \vec{r}_1, \vec{r}_2$	Ortsvektoren
Δr	Wegdifferenz
S_O	Leistungsdichte des Nutzsignals
$S(t)$	relative Leistungsdichte
$S_r(t)$	logarithmische, relative Leistungsdichte
$S_{mr}(\omega)$	logarithmische, mittlere, relative Leistungsdichte
$S_T(t)$	gewichtete, relative Leistungsdichte
S_{obj}	relative Leistungsdichte am Ort des Objekts
$s(\omega), s_T(\omega)$	Fouriertransformierte von $S(t), S_T(t)$
t	Zeit
t_o	Bezugszeitpunkt
Δt	Signallaufzeit
ΔT	Zeitintervall
T_R	Periodendauer der Frequenzmodulation

U_H, U_L	hoher, niedriger Spannungspegel der Binärzustände 1 und 0
$u_z(t)$	Zielspannung
v	Geschwindigkeit
W	Wahrscheinlichkeit
x, y, z	kartesische Koordinaten
x_A, y_A, x_B, y_B	Ortskoordinaten der Apertur-, Bildebene
$\Delta x, \Delta y$	Größe des Abbildungsfensters
$\alpha, \alpha_1, \alpha_2$	Azimutwinkel
α, β	Aspektwinkel (in Abschnitt 3.3.)
ϑ	Elevationswinkel
$\Delta \dots$	Differenz...
λ	Freiraum - Wellenlänge
φ	Aspektwinkel
ξ, η, ζ	Ortskoordinaten
σ	Streuquerschnitt
$\bar{\sigma}$	Rückstreuvermögen
τ_a	Bildaufbauzeit
τ_b	Bildelementzeit
τ_f	Filterzeit
τ_e	Bilderneuerungszeit
τ_k	Zeitintervall zur Festziel-Klassifikation
τ_m	Bildausgabezeit
τ_t	Übernahmezeit
τ_v	Bildverzögerungszeit
ω	Kreisfrequenz

Binäre Zustandsvariable und Logik - Operatoren
(verwendet in Kapitel 5. und 6.)

C, TO, T1	Zähler-, Grund-, Kanaltaktsignal
F _A	Festziel-Information
T	Maximalwert-Information
X, Y	Dynamikwerte
X _A , Y _A	bewertete Dynamikwerte
S, RZ, Tr,	
W, Z	Synchronisations- und Steuersignale
•, +, —	Operatoren für UND-, ODER-, NEGATION- Funktion

1. EINLEITUNG

Im Laufe der Entwicklungsgeschichte hat die Natur mit dem menschlichen Auge ein hervorragendes Abbildungssystem geschaffen. Das verwendete Frequenzspektrum von ca. 400 THz bis 750 THz (entsprechend einer Wellenlänge von 750 nm bis 400 nm) liegt in einem Bereich, wo Objektstrukturen, wie sie dem Menschen in seiner Umwelt im allgemeinen begegnen, mit vorzüglicher Auflösung erkannt werden. Bedingt durch die - verglichen mit der Wellenlänge des Lichtes - große Oberflächenrauigkeit der meisten Objekte wird eine einfallende Welle in alle Richtungen gestreut und sämtliche Oberflächenanteile liefern einen Beitrag zum elektromagnetischen Feld, das vom Auge empfangen wird (diffuse Streuung). Die große Bandbreite von etwa 350 THz ermöglicht das Erkennen von Farbe (Frequenzdiskrimination) und durch binokulares Sehen wird ein räumlicher Eindruck vermittelt, so daß Entfernungen abgeschätzt werden können. Hierbei spielt sicherlich die individuelle Erfahrung eine bedeutende Rolle, indem das Gehirn der empfangenen Information unbewußt a-priori Kenntnisse hinzufügt.

Dieses Abbildungssystem "Auge" versagt jedoch, wenn nicht-transparente Medien die Sicht versperren oder die elektromagnetischen Wellen an Schwebepartikeln in der Luft (z.B. Nebel) gestreut werden. Der Wunsch, auch in solchen Situationen Informationen von "unsichtbaren" Objekten zu erhalten, führte zu Methoden, die elektromagnetische Wellen aus dem nicht sichtbaren Frequenzspektrum benutzen (Röntgentechnik, Radartechnik) oder die auf der akustischen Wellenausbreitung basieren (Ultraschalltechnik).

Der Vorteil der im Vergleich zu optischen Wellen geringen atmosphärischen Dämpfung von Zentimeter- und Millimeterwellen ($f \approx 1 \text{ GHz} \dots 100 \text{ GHz}$) ermöglichte die Entwicklung vielfältiger Radarverfahren /1/, ohne die eine sichere Abwicklung des heutigen Luft- und Schifffahrtverkehrs undenkbar wäre. Während in der kommerziellen Luftraumüberwachung

die Ortung eines Flugzeugs ausreichend ist - weitere Informationen wie Flugzeugtyp, Geschwindigkeit, Flughöhe können direkt im Sprechfunk abgefragt oder mit Sekundärradarmethoden übermittelt werden -, sollte ein Abbildungssystem für den Nahbereich, wie es für Anwendungen im Straßenverkehr oder im Flugplatzvorfeld gewünscht wird, auch geometrische Strukturen soweit erkennen lassen, daß ein Fahrzeugführer sich in seiner Umgebung zurechtfinden kann /2/. Die damit geforderte Auflösung ist subjektiv und an die Objektszene gebunden. So wird ein Fahrer, der mit der Umgebung vertraut ist, ein vom Abbildungssystem rekonstruiertes Bild besser zu deuten wissen als eine unkundige Person. Forderte man dieselbe Auflösung, wie sie das Auge erreicht, müßte die Empfangsantenne bei einer Frequenz von zB. 70 GHz eine um den Faktor 10^4 größere Apertur als der Durchmesser der Augenpupille aufweisen.

Neben einer hohen Auflösung wird von einem Abbildungssystem für den oben genannten Einsatzbereich die Fähigkeit verlangt, schnelle zeitliche Veränderungen in der Objektszene wiedergeben zu können (Echtzeitfähigkeit). Dies erfordert eine hohe Datenerneuerungsrate und die Rekonstruktion und Darstellung eines Bildes muß mit möglichst geringer Verzögerungszeit geschehen, so daß der Fahrer eines Autos rechtzeitig reagieren kann. Dieses Kriterium steht einer Signalverarbeitung und Bildaufbereitung entgegen. Je mehr Informationen über die Objektszene vorliegen, desto qualitativ bessere Bilder können erstellt werden. Aber das Sammeln der Informationen und auch deren Auswertung benötigen Zeit. Es muß also ein sinnvoller Kompromiß zwischen Bildverzögerungszeit und Bildqualität gefunden werden.

Eine weitere Einschränkung der Bildqualität ist durch die im allgemeinen geringen Oberflächenrauigkeiten (verglichen mit Beobachtungswellenlängen im Bereich einiger Millimeter) gegeben. Die Objekte zeigen aus diesem Grund ein stark aspektwinkelabhängiges und spiegelndes Reflexionsverhalten (nicht-diffuse Streuung). Zusätzlich treten wegen der kohärenten Beleuchtung der Objektszene und der Ausdehnung der

Objektstrukturen von wenigen Wellenlängen bis zu einigen hundert Wellenlängen Beugungserscheinungen und Interferenzeffekte auf, welche eine starke Fluktuation des zurückgestreuten elektromagnetischen Feldes bei "geringsten" Objektbewegungen bewirken.

Zielsetzung dieser Arbeit ist es, einen Einblick in die Reflexionsmechanismen solcher nicht-diffus streuender, bewegter Objekte zu gewinnen und aus diesen Erkenntnissen ein Konzept zur Realisierung einer Signalverarbeitung für ein 70 GHz - Abbildungssystem zu entwickeln, wobei die Forderung nach Echtzeitfähigkeit im Vordergrund steht. Abschließend wird anhand von Bildsequenzen das Abbildungsverhalten des Systems mit einem realisierten Signalverarbeitungskonzept vorgestellt.

2. ECHTZEIT-ABBILDUNG MIT MIKROWELLEN

In diesem Kapitel werden die Begriffe "Abbildung mit Mikrowellen" und "Echtzeit" erläutert. Die sich daraus ergebenden Forderungen werden anschließend aufgezeigt und ein realisiertes mobiles Millimeterwellen-Abbildungssystem wird vorgestellt.

2.1. Abbildung mit Mikrowellen

Aufgabe der Mikrowellenabbildung ist die Rekonstruktion von Objekteigenschaften aus einem vom Objekt hervorgerufenen elektromagnetischen Wellenfeld. Im Mikrowellenbereich werden hierzu Frequenzen von 1 GHz bis etwa 100 GHz verwendet. Passive Verfahren nutzen die vom "warmen" Objekt emittierte Temperaturstrahlung. Besonders in der Astronomie und bei Erdfernerkundungen hat sich diese radiometrische Methode bewährt /3/. Aktive Verfahren beruhen darin, daß die Objektszene beleuchtet und aus dem vom Objekt gestreuten elektromagnetischen Feld auf Eigenschaften des Objekts zurückgeschlossen wird. Bekannte Methoden sind Mikrowellenholographie (zB. /4/) und Abbildung mit Linsen (zB. /5/). Hochauflösende Radarverfahren können dann zu den Abbildungsverfahren gezählt werden, wenn sie die Rekonstruktion eines "Bildes" von einer unbekannten Objektkonfiguration erlauben, d. h. eine Auflösungszelle muß kleiner als die Objektabmessungen sein /6/, /7/. Hierin ist auch die Trennung zu den "gewöhnlichen" Radarverfahren zu sehen, bei denen die Entdeckung eines (Punkt-) Zieles und die Bestimmung seiner Ortskoordinaten im Vordergrund stehen.

Ein Bild als Ergebnis einer Mikrowellenabbildung darf nicht oder nur bedingt mit optischen Bildern verglichen werden. So verliert zB. der im optischen Bereich vertraute Begriff "Farbe" im Mikrowellenbereich seine Gültigkeit. Dafür können andere Eigenschaften des Objekts (Materialzusammensetzung, Drehung der Polarisation) dargestellt und auf dem Monitorbild durch einen Farbcode gekennzeichnet werden (Falschfarbendarstellung). Wünschenswert wäre jedoch, vom visuellen

Eindruck her bekannte Objekteigenschaften wie zB. die geometrische Ausdehnung eines Objekts mit in die Abbildung einzubeziehen. Diesen Informationen werden weitere Eigenschaften dem Objekt aufgrund von Erfahrung meist richtig zugeordnet.

2.2. Echtzeit

Der Begriff "Echtzeit" legt die Interpretation nahe, daß ein physikalischer Prozeß, der an einem Ort A abläuft, an einem anderen Ort B in irgendeiner Weise zur selben Zeit beobachtet werden kann. Die hierbei geforderte Gleichzeitigkeit von physikalischem Prozeßablauf und Beobachtbarkeit ist schon allein durch die endliche Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen nicht möglich. Deshalb muß der Begriff "Echtzeit" abgeschwächt werden (in Anlehnung an [3]):

Definition: Ein Beobachtungssystem kann dann als **e c h t z e i t f ä h i g** bezeichnet werden, wenn die zeitliche Verzögerung zwischen dem Ablauf eines physikalischen Prozesses am Ort A und seine Beobachtbarkeit an einem Ort B so gering ist, daß mit einem aus der Beobachtung gewonnenen Ergebnis der physikalische Prozeßablauf gesteuert werden kann.

Im folgenden soll als physikalischer Prozeß der Straßenverkehr, Bodenbewegungen auf Flugplätzen u. ä. angesehen werden. Die dort auftretenden Geschwindigkeiten geben somit eine maximale Verarbeitungsdauer der von der Objektszene herrührenden Daten für ein Abbildungssystem vor. Der Zeitverzug zwischen Objektgeschehen und Darstellung auf einem Monitor sollte kleiner als $1/10$ der Reaktionszeit des Menschen sein.

Aufgrund dieser Echtzeitforderung sind radiometrische Abbildungsmethoden wegen der notwendigen Integrationszeit und holographische Methoden wegen Zwischenspeicherung und numerischer Auswertung von Daten sowie möglicher Phasenfehler aufgrund von Objektbewegungen [6] für den hier betrachteten

Anwendungsbereich ungeeignet. Linsensysteme dagegen bilden eine Objektverteilung direkt in eine Bildebene ab. Allerdings muß die Tiefeninformation mit Hilfe anderer Verfahren (zB. FM/CW - Radarmethode /9/) wieder gewonnen werden, da diese mit der Linsenabbildung allein nicht hinreichend gut gewonnen werden kann (Bild 2-1).

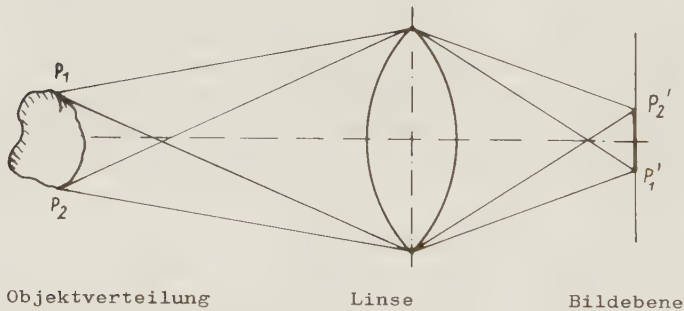


Bild 2-1 Abbildung mit einer Linse

Mikrowellenlinsen können technisch zB. als Verzögerungslinse aus dielektrischem Material (relative Dielektrizitätszahl $\epsilon_r > 1$) aufgebaut werden. In /10/ wurde eine rotationssymmetrische Linse nach dem Luneburg-Prinzip vorgestellt, die eine Objektverteilung höhenunabhängig (eindimensional) auf eine kreisförmige Fokuslinie abbildet. Das elektromagnetische Feld wird durch rotierende Mikrowellenhörner in der Fokuslinie abgetastet. Eine andere technische Lösung wurde in /11/ vorgestellt. Das Bild wird dabei mit Hilfe eines Mikrowellennetzwerkes aus dem vom Objekt zurückgestreuten Feld rekonstruiert. Die Ausgangsgrößen des Netzwerkes, das die Funktion einer Linse nachbildet, repräsentieren das Mikrowellenbild. Die zeitliche Verzögerung durch die Abbildung mit Linsen ist allein durch die Laufzeit der Welle vorgegeben und liegt in der Größenordnung von 10^{-9} Sekunden.

2.3. Ein mobiles 70 GHz - Abbildungssystem

Unter dem Gesichtspunkt einer hohen Auflösung und Echtzeitfähigkeit wurde ein 70 GHz - Abbildungssystem für den Nahbereich realisiert /12/ und für Feldversuche zu einer mobilen Anlage weiterentwickelt /13/. Dieses Meßgerät bildete die Grundlage für die Untersuchungen über das Reflexionsverhalten von nicht-diffus streuenden, realen Objekten. Anhand eines vereinfachten Blockschaltbildes (Bild 2-2) soll die Funktionsweise kurz erläutert werden.

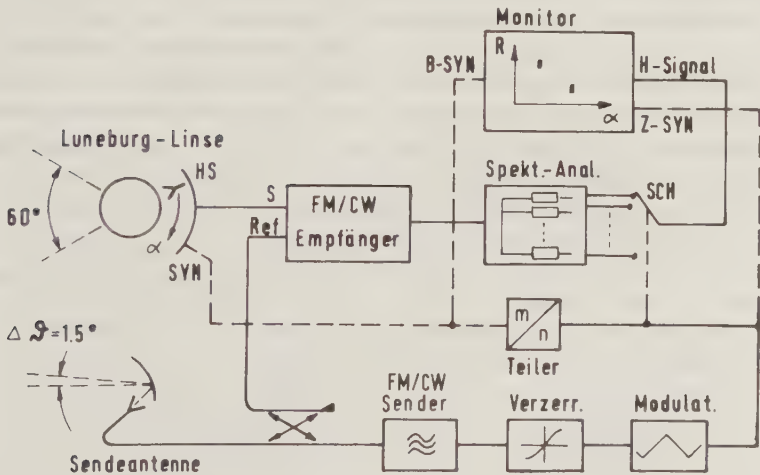


Bild 2-2 Blockschaltbild des 70 GHz - Abbildungssystems

Ein Klystron, dessen Reflektorspannung "dreieckförmig" mit einer Periodendauer von $625 \mu s$ moduliert wird, erzeugt ein linear mit 150 MHz Hub frequenzmoduliertes 70 GHz/500 mW - Dauerstrichsignal zur Speisung einer Zylinderparabolantenne. Diese Antenne formt einen Fächerstrahl zur Beleuchtung der

Objektszene. Die Elevationscharakteristik wird durch einen Zylinderparabol vorgegeben, die Azimutcharakteristik ist durch zwei gegeneinander verkippte, gleichphasig gespeiste Hornstrahler im Brennpunkt des Zylinderparabols bestimmt. Die 3 dB - Breiten der Hauptkeule betragen in der Elevation $\Delta\vartheta = 1,5^\circ$ und im Azimut $\Delta\alpha = 60^\circ$.

Um die nichtlineare Frequenz- Reflektorspannungs- Kennlinie des Sender-Klystrons zu kompensieren, wird das Modulations-signal in einem Diodennetzwerk vorverzerrt. Ein Teil des 70 GHz - Signals wird ausgekoppelt und dem Referenzeingang des Empfängers zugeführt. Das im Objektraum von Streukörpern reflektierte Signal gelangt lauffzeitverzögert in die Empfangs-antenne. Sie ist als modifizierte Luneburg - Linsenantenne mit Strahlumlenkung ausgeführt. Eine detaillierte Beschreibung des Abbildungsverhaltens solcher Antennensysteme findet man in /14/. Eine einfallende ebene Welle wird entsprechend ihrem Einfallwinkel in einen Punkt auf der kreisförmigen Bildlinie fokussiert. Sechs rotierende Mikrowellenhörner tasten nacheinander das elektromagnetische Feld auf der Fokuslinie in einem 60° Sektor in jeweils 40 ms ab. Auf diese Weise wird die Hauptkeule (3 dB - Breite $1,2^\circ$) periodisch über die Objektszene geschwenkt. Über einen Hohlleiterschalter (in Bild 2-2 mit HS bezeichnet) ist das abtastende Horn mit dem Signaleingang des Empfängers (S) verbunden. Durch Rückmi-schung des Empfangssignals mit dem Referenz- (Sende-) Signal erhält man ein Frequenzspektrum (Ortungsspektrum), in dem die Entfernungsinformation enthalten ist. Bei einem betrachteten Entfernungsbereich von 5 m bis 95 m reicht das Ortungs-spektrum von 16 kHz bis 304 kHz /15/.

Das am Empfängerausgang auftretende Videosignal mit dem oben angegebenen Ortungsspektrum wird in einer Filterbank mit 48 parallelen Kanälen - entsprechend 48 Entfernungszellen - analysiert und sequentiell (Schalter SCH) auf einem Monitor als Helligkeitssignal (H-Signal) ausgegeben. Die Entfernungs-bestimmung wird für jede Modulationsperiode durchgeführt. Während dieser Zeit kann die Antennenkeule als quasi-statio-

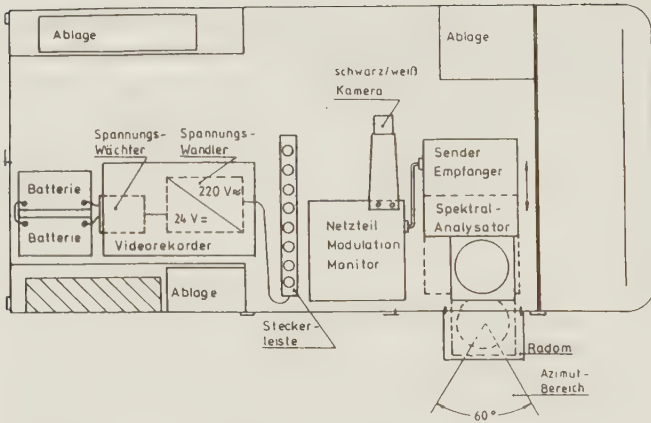
när betrachtet werden. Mit Beginn der nächsten Modulationsperiode wird sie um eine Azimutposition "weitergedreht". Die Zeit für eine Abtastung der Objektszene (40 ms) ist ein ganzzahliges Vielfaches der Modulationsperiode ($625 \mu\text{s}$). Damit ergeben sich für den Azimutbereich 64 Abbildungszellen mit je $0,9^\circ$. Das Bild wird somit als Punktraster mit 64×48 Punkten dargestellt. Die kleinste Einheit beträgt in radialer Richtung 2 m, in azimuthaler Richtung ist sie entfernungsabhängig.

Die Bildsynchronisation (B-SYN) erfolgt durch einen Spannungsimpuls, der durch Frequenzteilung aus dem Modulationssignal gewonnen wird. Gleichzeitig ist der Antrieb der Abtasthörner der Luneburg - Linse phasenstarr an diesen Impuls gebunden. Die Synchronisation des Schalters am Ausgang des Spektrumanalysators (SCH) und der Zeilenfrequenz des modifizierten Monitors (Z-SYN) erfolgen direkt vom Modulationssignal.

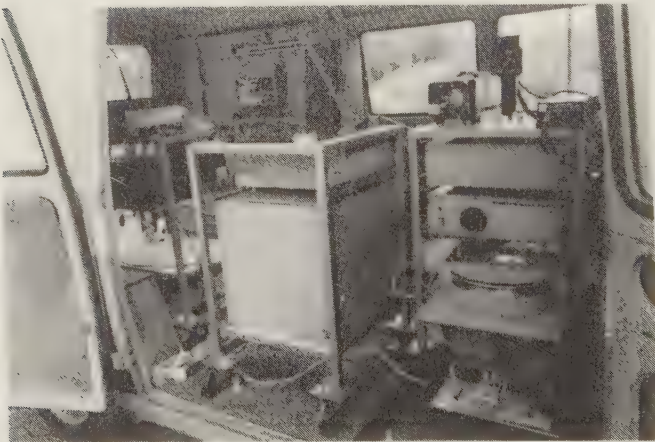
Für den mobilen Einsatz des Abbildungssystems war die Integration in ein Fahrzeug und eine autarke Stromversorgung erforderlich. Die Bilder 2-3a) und b) zeigen die Anordnung der Systemkomponenten im Fahrzeug und den zur mobilen Meßplattform umgerüsteten Kleinbus /16/.

Das Mikrowellenabbildungssystem liefert eine kontinuierliche Datenfolge in Form einer Helligkeitsmodulation auf einem schwarz/weiß Monitor. Für eine spätere Auswertung und zum Vergleich des Monitorbildes mit dem optischen Bild werden die Objektszene mit einer Farbkamera und das Mikrowellenbild mit einer schwarz/weiß - Kamera erfaßt und mit zwei Videorekordern synchron abgespeichert.

Erste experimentelle Abbildungen mit b e w e g t e n Objekten (Fahrzeuge, Personen) zeigten ein recht ernüchterndes Bildergebnis, das durch starkes Flackern der Bildpunkte gekennzeichnet war. Dieses unbefriedigende Ergebnis gab, wie in der Einleitung bereits erwähnt, die Motivation für diese vorliegende Arbeit, nämlich einen tieferen Einblick in die Reflexionsmechanismen b e w e g t e r , metallischer,



a)



b)

Bild 2-3 a) Anordnung der Systemkomponenten im Kleinbus
b) Foto des im Kleinbus integrierten Mikrowellen - Abbildungssystems

nicht-diffus streuender Objekte zu bekommen und aufbauend darauf mit Gegenmaßnahmen die Bildstörungen in geeigneter Weise zu kompensieren. Dies führte zu der Aufgabe, eine Signalverarbeitung zu entwerfen und zu realisieren, ohne damit die Echtzeit- und Mehrzielfähigkeit des vorhandenen Mikrowellen - Abbildungssystems /12/ entscheidend zu beeinträchtigen.

3. THEORETISCHE UND EXPERIMENTELLE UNTERSUCHUNGEN

ZUM ABBILDUNGSVORGANG

In einer Modellvorstellung kann man sich Fahrzeuge aus Platten zusammengesetzt denken. Deshalb wird zuerst das Beugungsdiagramm einer ebenen, metallischen Platte anhand der skalaren Beugungstheorie näherungsweise berechnet und mit experimentellen Ergebnissen verglichen. Befinden sich zwei (oder mehrere) Platten in "geringem" Abstand voneinander, so interferieren die zurückgestreuten Wellen und man erhält zusätzlich Leistungsschwankungen im Rückstreusignal bei Drehbewegungen von wenigen hundertstel Grad. Leistungsschwankungen, die bei einer Abbildung von augenscheinlich stillstehenden Fahrzeugen gemessen werden, lassen sich theoretisch durch Beugung und Interferenz aufgrund von Mikrobewegungen erklären.

3.1. Die skalare Beugungstheorie

Gegeben sei eine Objektverteilung in einem Raumbereich (Objektraum), der von einer linear polarisierten, ebenen Welle beleuchtet wird. Durch Beugung der Beleuchtungswelle an Diskontinuitäten im Objektraum, die durch sprunghafte Änderungen von Materialparametern (zB. Leitfähigkeitsänderung beim Übergang Luft - Metall) gegeben sind, entsteht ein Streufeld, als deren Erregungszentren gerade diese Diskontinuitäten aufgefaßt werden können. Die Aufgabenstellung der Mikrowellenabbildung lautet, aus der Kenntnis der Beleuchtungswelle und des meßbaren Streufeldes ein Bild der Objektverteilung zu rekonstruieren.

Zur Beschreibung von Abbildungseigenschaften hat sich die von Kirchhoff angegebene skalare Approximation¹ des Huygensschen Prinzips /20/ bewährt. Das Huygenssche Prinzip besagt,

¹ Die skalare Näherung ist zulässig, wenn nur eine linear polarisierte Komponente des elektromagnetischen Feldes für die Abbildung verwendet wird /17/.

daß jeder Punkt einer Wellenfront als Ausgangspunkt einer Kugelwelle angesehen werden kann. Fresnel postulierte zusätzlich, daß diese "virtuellen" Kugelwellen miteinander interferieren (zB. /17/). Die grundlegende Idee der Huygens-Fresnel-Theorie ist, in einem beliebigen Aufpunkt P das elektromagnetische Feld mit der elektrischen Feldstärke $E_A(P)$ durch Überlagerung von Kugelwellen entstanden zu denken, deren Erregungszentren Q auf der Oberfläche S eines beleuchteten Objekts liegen. In Bild 3-1 sind beispielhaft zwei Aufpunkte P_1 und P_2 eingezeichnet. Sie liegen zweckmäßigerweise in der Aperturfläche A der Empfangsantenne, da nur diese Feldverteilung zur Erzeugung eines Bildes beiträgt.

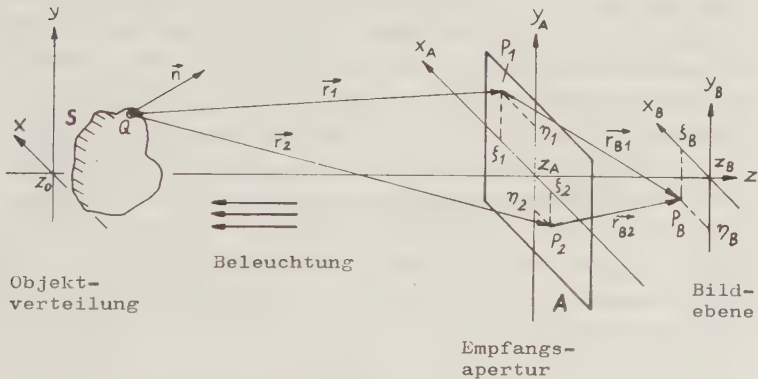


Bild 3-1 Definition der Größen und Koordinatensystem zur Berechnung der Beugung

Für die Berechnung der Feldverteilung werden den betrachteten elektrischen Feldkomponenten ortsabhängige Zeigergrößen zugeordnet.

Durch die Beleuchtungswelle mit der elektrischen Feldstärke $E_e(x, y, z)$ wird eine Feldverteilung $E_S(S)$ auf der Oberfläche S des Objekts hervorgerufen. Aus der Kenntnis dieser Feldverteilung $E_S(S)$ und der Änderung des Feldes längs der Flächen-

normalen $\vec{n}$ kann mit der von Kirchhoff /18/ und Helmholtz /19/ angegebenen skalaren Formulierung des Huygensschen Prinzips das Streufeld¹ $E_A(P)$ im Aufpunkt P bestimmt werden /20/:

$$E_A(P_i) = \frac{1}{4\pi} \iint_S \left[E_S(S) \frac{\partial}{\partial n} \left(\frac{e^{-jkr_i}}{r_i} \right) - \left(\frac{\partial E_S(S)}{\partial n} \right) \frac{e^{-jkr_i}}{r_i} \right] dS \quad (3.1)$$

mit r_i dem Abstand eines Erregungszentrums Q einer Kugelwelle ($i = 1, 2$; Bild 3-1) und der Wellenzahl $k = 2\pi/\lambda$ (λ Freiraumwellenlänge).

Nimmt man als Beleuchtung eine ebene Welle, die sich in $-z$ - Richtung ausbreitet, und setzt (ohne Einschränkung der Allgemeingültigkeit) $z = z_0 = 0$, so läßt sich die elektrische Feldstärke E_e zu

$$E_e(z) = \hat{E}_e e^{jkz} \quad (3.2)$$

mit der Amplitude der Feldstärke $\hat{E}_e$ angeben.

Nach Einsetzen der Randwerte E_S und $\partial E_S / \partial n$ für metallische Oberflächen mit unendlich hoher Leitfähigkeit im Kirchhoffschen Sinn zu

$$E_S = -E_e \quad \text{und} \quad \frac{\partial E_S}{\partial n} = \frac{\partial E_e}{\partial n} \quad (3.3)$$

und nach Ausführung der Differentiation in Gl. (3.1) erhält man

¹ Ebenso erzeugt auch die Beleuchtungswelle ein Feld im Aufpunkt P, das sich dem Streufeld überlagert. Aufgrund des FM/CW-Radar-Prinzips wird vom Abbildungssystem nur das vom Objekt zurückgestreute Feld ausgewertet; deshalb genügt hier die Betrachtung des Streufeldes allein.

$$E_A(P_i) = \frac{1}{4\pi} \iint_S \left[E_e \frac{e^{-jkr_i}}{r_i^2} (1 + jkr_i) \cos(\vec{r}_i, \vec{n}) + \right. \\ \left. + jk E_e \frac{e^{-jkr_i}}{r_i} \cos(\vec{e}_z, \vec{n}) \right] dS, \quad (3.4)$$

mit $\vec{e}_z$ dem Einheitsvektor in z - Richtung.

Mit der Fernfeldbedingung $kr_i \gg 1$ vereinfacht sich Gl. (3.4) zu

$$E_A(P_i) = \frac{jk}{4\pi} \iint_S E_e \frac{e^{-jkr_i}}{r_i} \left[\cos(\vec{r}_i, \vec{n}) + \cos(\vec{e}_z, \vec{n}) \right] dS. \quad (3.5)$$

Der erste cos-Term der Gl. (3.5) besagt, daß vor allem die Anteile des Streufeldes zum Bild beitragen, deren Wellenfrontnormalen $\vec{n}$ in Richtung Empfangsapertur zeigen. Der zweite cos-Term beschreibt den Einfluß des Einfallswinkels der Beleuchtungswelle.

Die Rekonstruktion des Bildes erfolgt aus der Feldverteilung in der Empfangsapertur A mit Hilfe einer modifizierten Luneburg - Linse. Formal kann dieser Rekonstruktionsschritt durch nochmalige Anwendung des Huygensschen Prinzips und Multiplikation mit der komplexen Übertragungsfunktion der Linse $H_L(x_A, y_A)$ durchgeführt werden:

$$E_B(P_B) = \frac{1}{4\pi} \iint_A \left[E_A(x_A, y_A) \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{e^{-jkr_B}}{r_B} \right) - \right. \\ \left. - \frac{\partial E_A(x_A, y_A)}{\partial z} \frac{e^{-jkr_B}}{r_B} \right] H_L(x_A, y_A) dA. \quad (3.6)$$

Die Phasentransformation der Linse bewirkt, daß ebene Wellen aus einer Raumrichtung in einem Bildpunkt fokussiert werden. In Bild 3-1 ist dies beispielhaft für ein Erregungszentrum Q dargestellt. Die von Q hervorgerufene Feldverteilung in der Empfangsapertur A - gekennzeichnet durch zwei Punkte P_1, P_2 - wird in der Bildebene in einem Punkt P_B fokussiert und kann dort von einer Mikrowellensonde abgetastet werden.

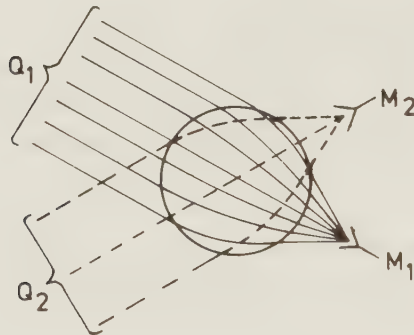


Bild 3-2 Rekonstruktion des Bildes mit einer Luneburg - Linse (nach /14/)

Bild 3-2 verdeutlicht den Rekonstruktionsschritt anhand einer rotationssymmetrischen Linse, so wie sie auch in diesem Abbildungssystem verwendet wird. Die von einem Erregungszentrum Q_1 zurückgestreuten Wellen werden am Ort der Sonde M_1 fokussiert, die von einem Erregungszentrum Q_2 aus einer anderen Richtung reflektierten Wellen können von der Sonde M_2 detektiert werden.

Da wegen dieser Fokussierungseigenschaft der Linse nur Streufeldanteile aus einem - durch die Charakteristik des Linsen-Abtastsystems gegebenen - abgegrenzten Raumbereich zur detektierten Feldstärke $E_B(P_B)$ beitragen, genügt es, die Integrationsfläche in Gl. (3.5) auf diesen Bereich zu beschränken.

Eine weitere Einschränkung ist durch die Bündelung der Beleuchtungswelle in Elevation gegeben. Die Objektszene wird also durch ein Fenster mit den Abmessungen Δx und Δy betrachtet (Bild 3-3). Durch Verschieben der Abtastsonde entlang der kreisförmigen Fokuslinie wird das Fenster über die Objektszene geschwenkt. Dies kann als Drehung des Koordinatensystems um die y_A - Achse aufgefaßt werden.

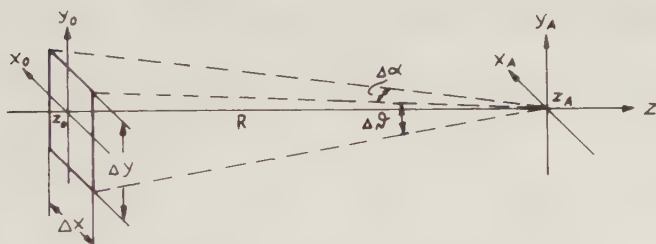


Bild 3-3 Abbildungsfenster $\Delta x, \Delta y$

Mit den oben angegebenen Einschränkungen der Integrationsfläche läßt sich Gl. (3.5) darstellen:

$$E_A(P_i) = \frac{jk}{4\pi} \iint_{S(\Delta x, \Delta y)} E_e \frac{e^{-jkr_i}}{r_i} \left[\cos(\vec{r}_i, \vec{n}) + \cos(\vec{e}_z, \vec{n}) \right] dS \quad (3.7)$$

Die Größe des Fensters ist von der Entfernung $R = |z_A - z_0|$, dem Elevationswinkel der Beleuchtungswelle $\Delta \theta$ und dem Abtastwinkel $\Delta \alpha$ abhängig und berechnet sich zu

$$\Delta x = R \cdot \tan \Delta \alpha, \quad (3.8a)$$

$$\Delta y = R \cdot \tan \Delta \theta. \quad (3.8b)$$

Setzt man für $\Delta \vartheta$ und $\Delta \alpha$ die Halbwertsbreiten der Sende- und Empfangsantenne ein, so ergeben sich bei einem Abstand von $R = 20 \text{ m}$

$$\Delta x = 20 \text{ m} \cdot \tan 1,2^\circ = 0,4 \text{ m},$$

$$\Delta y = 20 \text{ m} \cdot \tan 1,5^\circ = 0,5 \text{ m}.$$

Die Abmessungen Δx und Δy sind gegenüber der Entfernung R sehr klein, so daß die beiden $\cos$ - Terme der Gl. (3.7) gleichgesetzt und im Nenner r_i durch R ersetzt werden können:

$$E_A(P_i) \approx \frac{jk}{2\pi R} \iint_{S(\Delta x, \Delta y)} E_e e^{-jkr_i} \cos \varphi \, dS, \quad (3.9)$$

$$\varphi = \angle(\vec{e}_z, \vec{n}).$$

Eine weitere Vereinfachung ergibt sich durch das FM/CW - Radar - Prinzip. Bei einer in der Entfernung variierenden Objektverteilung können die Objekte, deren Abstand voneinander größer als die Entfernungsauflösung $\Delta R / 15$ ist, getrennt betrachtet werden.

3.2. Beugungsdiagramm eines idealen, ebenen Spiegels

Die bei der Abbildung von Verkehrssituationen erfaßten Kraftfahrzeuge zeichnen sich im allgemeinen durch metallische, glatte Oberflächenstrukturen aus, wie zB. Teile der Türflächen, Heckpartie, Kotflügel, die sich in einer Modellvorstellung als Spiegel mit Kantenlängen in der Größenordnung von 1...100 Wellenlängen zusammengesetzt denken lassen. Der Einfluß der Beugung unter verschiedenen Aspektwinkeln soll beispielhaft an einem einzelnen, idealen, ebenen Spiegel aufgezeigt werden (Bild 3-4). Der rechteckige Spiegel mit den Kantenlängen a und b wird als unendlich dünn und ideal leitend angenommen.

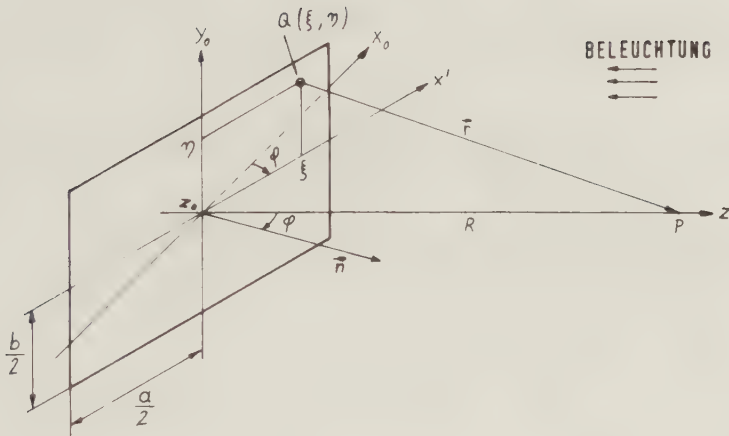


Bild 3-4 Koordinatensystem zur Berechnung des Beugungsdiagramms eines idealen Spiegels

Die Abmessungen des Spiegels seien kleiner als das Abbildungsfenster Δx , Δy und bestimmen somit die Integrationsgrenzen. Ausgehend von Gl. (3.9) berechnet sich die Feldstärke des Streufeldes im Punkt P zu

$$E_A(P) = \frac{jk}{2\pi R} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} E_e e^{-jkr} \cos \varphi d\xi d\eta. \quad (3.10)$$

Mit der Beziehung

$$r = \sqrt{\xi^2 + \eta^2 + R^2 - 2R\xi \sin \varphi} \quad (3.11)$$

und den Näherungen

$$\xi \ll R, \quad \eta \ll R, \quad (3.12a)$$

$$\sqrt{R^2 - 2R\xi \sin \varphi} \approx R - \xi \sin \varphi \quad /21/ \quad (3.12b)$$

läßt sich Gl. (3.10) umschreiben:

$$E_A(P) = \frac{jk}{2\pi R} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} E_e e^{-jkR} e^{jkf \sin \varphi} \cos \varphi d\xi d\eta. \quad (3.13)$$

Nimmt man als Beleuchtung eine ebene Welle entsprechend Gl. (3.2) an, so folgt

$$E_A(P) = \frac{jk e^{-jkR}}{2\pi R} \hat{E}_e \cos \varphi \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} e^{j2kf \sin \varphi} d\xi d\eta \quad (3.14)$$

und nach Ausführung der Integration

$$E_A(P) = \frac{jk e^{-jkR}}{2\pi R} \hat{E}_e ab \cos \varphi \frac{\sin(ak \sin \varphi)}{ak \sin \varphi}. \quad (3.15)$$

Setzt man für die Wellenzahl $k = 2\pi/\lambda$ ein (λ : Wellenlänge) und führt man noch die Abkürzung

$$E_{Max} = \frac{jk e^{-jkR}}{2\pi R} \hat{E}_e ab \quad (3.16)$$

ein, so läßt sich der logarithmierte Betrag der detektierbaren relativen Leistungsdichte S_r in Abhängigkeit des Aspektwinkels φ zu

$$\begin{aligned} S_r(\varphi) &= 10 \cdot \lg \left| \frac{E_A(P)}{E_{Max}} \right|^2 \text{ dB} = \\ &= 20 \cdot \lg \left| \cos \varphi \frac{\sin(2\pi \frac{a}{\lambda} \sin \varphi)}{2\pi \frac{a}{\lambda} \sin \varphi} \right| \text{ dB} \end{aligned} \quad (3.17)$$

angeben.

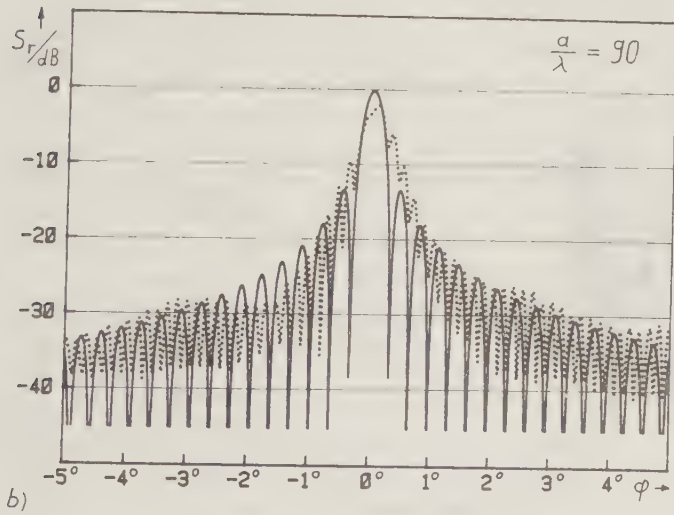
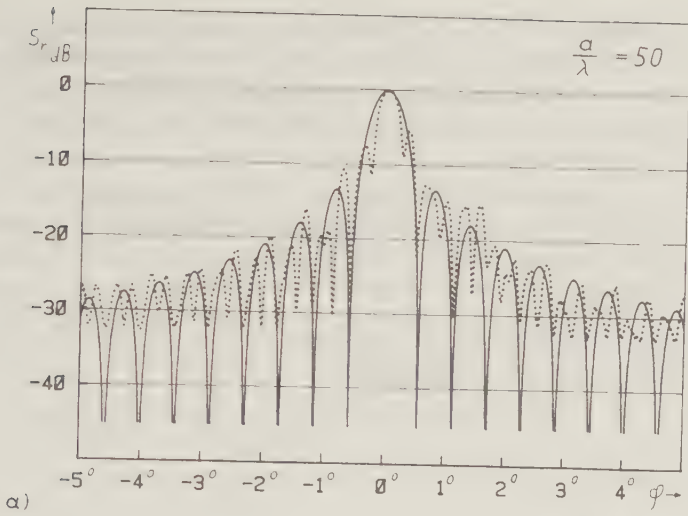


Bild 3-5 Beugungsdiagramme ebener Spiegel
a) $a/\lambda = 50$ b) $a/\lambda = 90$

— theoretischer Wert
.... Meßwerte

Die Diagramme in Bild 3-5 geben den theoretisch (nach Gleichung (3.17)) und meßtechnisch ermittelten Zusammenhang zwischen Leistungsdichte S_r (logarithmischer Maßstab) und Aspektwinkel φ bei verschiedenen Plattengrößen ($a/\lambda = 50$ und $a/\lambda = 90$) wieder.

Wegen der kleinen Wellenlänge von $\lambda = 4,3$ mm machen sich Oberflächenstörungen der realen Platte von wenigen $1/10$ mm sowie Toleranzen in der Meßanordnung (Unsymmetrie, Verkippung der Platte) durch zusätzliche Leistungsschwankungen bemerkbar.

Bild 3-6 zeigt den experimentellen Aufbau zur meßtechnischen Erfassung der Beugungsdiagramme.

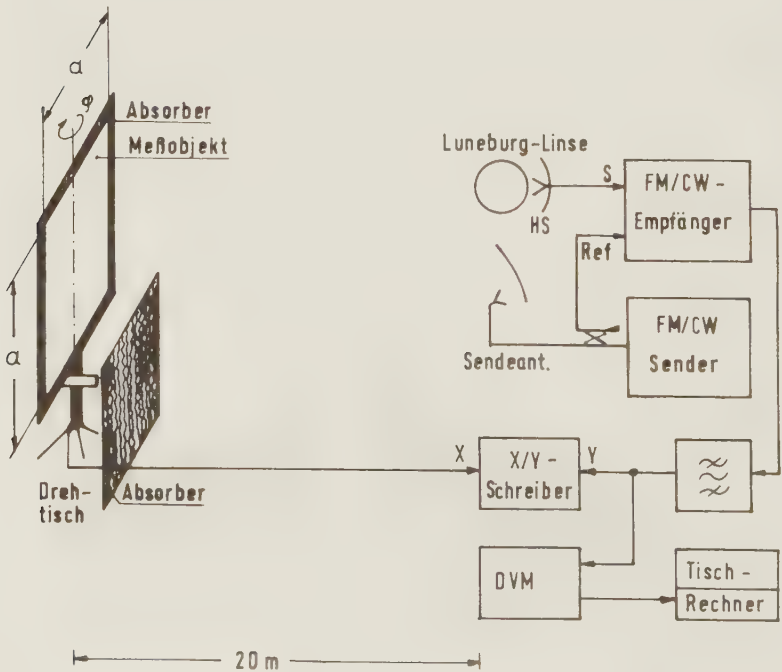


Bild 3-6 Versuchsaufbau (DVM: Digital-Voltmeter)

Zur Beleuchtung des Meßobjekts dienen der Sender und die Zylinderparabolantenne des Abbildungssystems, so wie sie auch im späteren Einsatz verwendet werden. Das zurückgestreute Feld wird von der Luneburg - Linse in einen Bildpunkt fokussiert. Ein im Bildpunkt stillstehendes, arretiertes Mikrowellenhorn erfaßt das Signal und leitet es über einen Hohlleiterschalter dem Empfänger zu. Wegen des FM/CW - Radar - Prinzips liefert das Meßobjekt in einem festen Abstand (hier von 20 m) nur ein Ortungsspektrum um eine feste Mittenfrequenz (hier bei 61 kHz). Dieses Signal gelangt an einen Spektralanalysator, der hier als Bandfilter für diese Frequenz eingesetzt wird. Seine leistungsproportionale Ausgangsspannung wird von einem digitalen Voltmeter (DVM) mit einer Rate von 100 Hz abgetastet und die Werte auf einem Magnetband mit Hilfe eines Tischrechners (Typ: HP 85) abgespeichert. Parallel dazu gelangt die Ausgangsspannung des Spektralanalysators an den y - Eingang eines x/y - Schreibers, der den Kurvenverlauf unmittelbar darstellt. Als Meßobjekt dient eine 6 mm starke, ebene Glasplatte, deren Oberfläche mit Aluminiumspray leitfähig gemacht wurde (Spiegel). Absorbermaterial mit einem Fensterausschnitt von 50λ bzw. 90λ deckte die Kanten der Platte ab. Das Meßobjekt ist auf einem Drehtisch montiert, der ebenfalls mit Absorbermaterial abgeschirmt wurde. Entsprechend der Winkelstellung des Drehtisches liefert ein Geber eine proportionale Spannung an den x - Eingang des Schreibers. Ein Motor dreht den Tisch und damit das Meßobjekt gleichförmig um die Hochachse, während das Signal aufgezeichnet wird. Die auf dem Magnetband abgespeicherten Werte wurden später mit Hilfe des Tischrechners in die Diagramme (Bild 3-5) übertragen.

Das zurückgestreute Feld eines Spiegels "oszilliert" mit dem Aspektwinkel φ , und zwar um so schneller, je größer das Verhältnis der Spiegelabmessungen zur Wellenlänge a/λ ist. Für den Grenzfall $a/\lambda \rightarrow \infty$ fallen alle Maximas im Punkt $\varphi = 0^\circ$ zusammen und man erhält das Rückstreuverhalten einer unendlich ausgedehnten, metallischen Wand.

Die Beispiele in Bild 3-5 zeigen, daß bereits Drehungen von wenigen $1/10^\circ$ Feldstärkeschwankungen von einem Maximum zu einem Minimum bewirken.

3.3. Einfluß der Interferenz

Ein reales Objekt - wie zB. ein Kraftfahrzeug - besteht aus einer Vielzahl von spiegelnden Teilflächen. Befinden sich zwei oder mehrere solcher Teilflächen im Abbildungsfenster (Bild 3-3, S. 17), so wird die Leistung der zurückgestreuten, überlagerten "Teilwellen" erkannt. Je nach Phasenlage dieser Teilwellen ist die Überlagerung konstruktiv (Verstärkung) oder destruktiv (Abschwächung). An idealisierten Beispielen soll in vereinfachter Form die Auswirkung der Interferenz betrachtet werden.

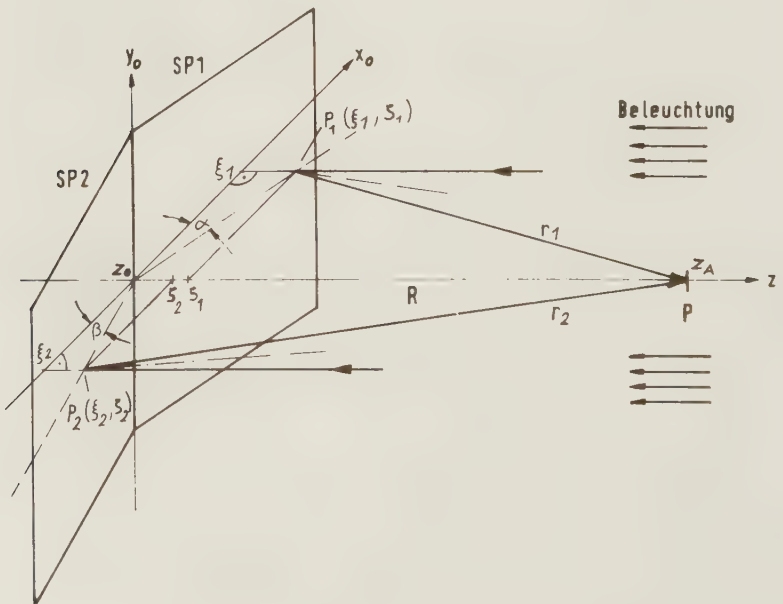


Bild 3-7 Definition der zur Berechnung der Interferenz verwendeten Größen

Für die Berechnungen werden die in Bild 3-7 definierten Größen und das dort dargestellte Koordinatensystem zugrunde gelegt. Eine in y_0 - Richtung linear polarisierte, ebene Welle breitet sich in $-z$ - Richtung aus und treffe auf zwei ideale, ebene Spiegel SP1, SP2. Die Spiegel seien bei $z = z_0$ so angeordnet, daß Spiegel 1 (SP1) mit der positiven x_0 - Achse den Winkel α , der Spiegel 2 (SP2) mit der negativen x_0 - Achse den Winkel β einschließen und die Flächennormalen senkrecht zur y_0 - Achse stehen. In einem Aufpunkt P auf der z - Achse in der Entfernung R überlagern sich die von den Spiegeln reflektierten Felder E_{A1} , E_{A2} . (Interferenzen mit der Beleuchtungswelle E_e bleiben aus dem in Fußnote 1, S. 14 erläuterten Grund unberücksichtigt.) Nach den Gesetzen der Strahlengeometrie (zB. /17/) und ohne Berücksichtigung der endlichen Spiegelabmessungen (Beugungsbegrenzung /22/) berechnet sich das reflektierte Gesamtfeld E_A im Aufpunkt P zu

$$E_A(P) = E_{A1}(P) + E_{A2}(P) \quad (3.18)$$

Für die Teilfelder gilt (mit der Feldamplitude der Beleuchtungswelle $\hat{E}_e$, der Wellenzahl k und $z_0 = 0$)

$$E_{A1}(P) = -\hat{E}_e e^{-jk(r_1 - s_1)}, \quad (3.19a)$$

$$E_{A2}(P) = -\hat{E}_e e^{-jk(r_2 - s_2)}. \quad (3.19b)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (3.19) in (3.18) und nach einigen Umformungen ergibt sich in logarithmischer Darstellung für den Betrag der relativen Leistungsdichte S_r unter Verwendung der Abkürzungen

$$\begin{aligned} E_{\max} &= 2 \cdot \hat{E}_e && \text{für die maximale Feldstärke} \\ \text{und} \quad \Delta r &= (r_1 - s_1) - (r_2 - s_2) && \text{für den "Gangunterschied"} \end{aligned}$$

$$S_r/dB = 10 \cdot \lg \left| \frac{E_A(P)}{E_{Max}} \right|^2 = 20 \cdot \lg \left| \frac{1}{2} + \frac{1}{2} e^{-jk\Delta r} \right| \quad (3.20)$$

Die Größen r_1 , r_2 und ξ_1 , und ξ_2 lassen sich geometrisch aus den vorgegebenen Werten α , β und R herleiten.

An zwei Beispielen wird der Einfluß der Interferenz bei der Messung des Rückstreuverhaltens dieser Spiegel verdeutlicht.

Im ersten Beispiel steht Spiegel SP2 senkrecht zur einfallenden Beleuchtungswelle ($\beta = 0^\circ$), während der Winkel α des Spiegels SP1 kontinuierlich von 0° bis 1° variiert wird. Der Abstand R der Spiegel vom Aufpunkt P beträgt 20 m. Die Frequenz der Beleuchtungswelle wurde in Anlehnung an das Abbildungssystem zu 70 GHz gewählt. Das Diagramm in Bild 3-8 zeigt den theoretischen und experimentell ermittelten Verlauf der relativen Leistungsdichte im Aufpunkt P in Abhängigkeit von der Winkelstellung α des Spiegels SP1.

Der Meßaufbau entsprach der in Bild 3-6, S. 22 angegebenen Anordnung. Als Meßobjekt wurden zwei Aluminiumplatten mit 40 cm Kantenlänge verwendet, wobei Platte 1 auf dem Drehtisch so befestigt war, daß die Drehachse mit einer Kante zusammenfiel. Die Platte 2 war fest auf einem Ständer montiert. Die Kanten der Platten, der Ständer und der Drehtisch waren mit Absorbermaterial verkleidet, um ihren Einfluß auf die Messung zu unterdrücken.

Sehr eindrucksvoll zeigt die Meßkurve in Bild 3-9 den Einfluß der Interferenz. Der linke Teil des Diagramms stellt die empfangene, relative Leistungsdichte, welche nur von der feststehenden Platte 2 herrührt, über einen Zeitausschnitt von 2 Sekunden dar. Nun wurde Platte 1 zusätzlich angebracht, ohne den übrigen Meßaufbau zu verändern. Der rechte Teil des Diagramms zeigt die empfangene, relative Leistungsdichte, während Platte 1 gedreht wurde. Für kleine Winkelstellungen ($\alpha < 6^\circ$) macht sich der Einfluß der

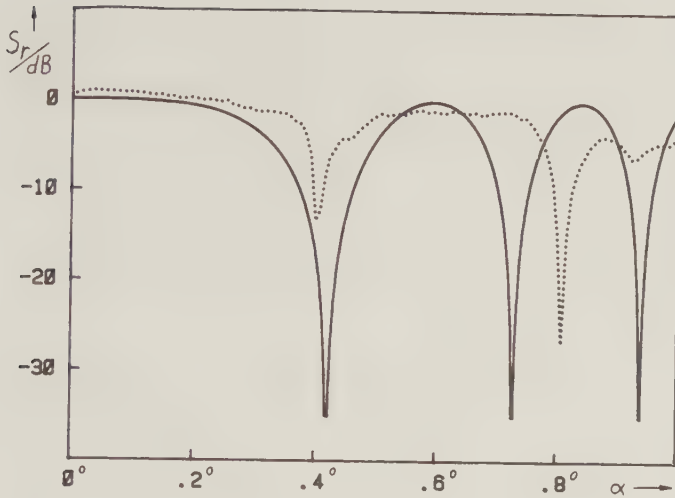


Bild 3-8 Einfluß der Interferenz bei Variation von α
(— berechnet, gemessen)

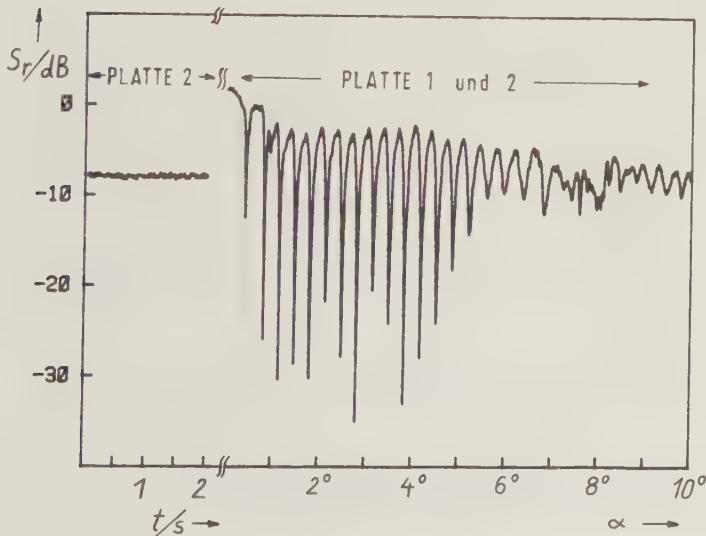


Bild 3-9 Zur Demonstration der Interferenz

drehenden Platte durch Leistungseinbrüche von mehr als 30 dB bei Winkeländerungen von ca. $0,2^\circ$ bemerkbar. Wird Platte 1 um mehr als 6° gedreht ($\alpha > 6^\circ$), so verringert sich ihr Einfluß, da die einfallende Beleuchtungswelle wegreflektiert wird und somit nicht mehr mit dem Streufeld der Platte 2 am Ort der Empfangsantenne interferiert.

Im zweiten Beispiel wird die Änderung der relativen Leistungsdichte untersucht, wenn sich das Spiegelsystem SP1, SP2 entlang der x_0 - Achse bewegt (zB. Simulation eines fahrenden Autos). Die beiden Spiegel seien gegeneinander um 5° verkippt ($\alpha = \beta = 5^\circ$) und der Abstand $R = z_A - z_0$ vom Aufpunkt P sei wieder 20 m.

Experimentell wurden diese Untersuchungen folgendermaßen durchgeführt: Die beiden Aluminiumplatten wurden unter Berücksichtigung der Winkel $\alpha = \beta = 5^\circ$ auf einer Halterung montiert, welche auf einer Gleitschiene gleichmäßig bewegt werden konnte. Während sich das Meßobjekt "hinter" dem

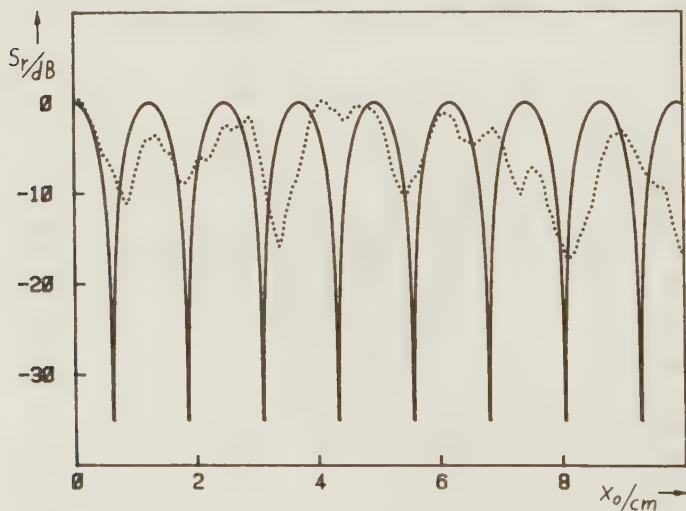


Bild 3-10 Einfluß der Interferenz bei Variation des Ortes des Meßobjekts
(— berechnet, gemessen)

Abbildungsfenster (Bild 3-3) vorbeibewegte, wurde die Leistungsdichte des gemessenen Streufeldes aufgezeichnet. Bild 3-10 zeigt den theoretischen und experimentell ermittelten Verlauf der Leistungsdichte bei einer Verschiebung des Meßobjekts um 10 cm. Dasselbe Ergebnis würde man auch bei einer Verschiebung des Aufpunkts P parallel zur x_0 - Achse und ruhendem Meßobjekt erhalten. Wie aus der Meßkurve ersichtlich wird, führen Positionsänderungen von 1 cm bereits zu Leistungsschwankungen von mehr als 10 dB.

3.4. Reflexionsverhalten eines Fahrzeugs

Die elektromagnetische Feldverteilung in einem "beleuchteten" Raumgebiet entzieht sich im allgemeinen der konkreten Berechenbarkeit besonders dann, wenn sich komplizierte geometrische Objektstrukturen aus leitenden oder dielektrischen Materialien in dem Raumgebiet befinden. Berechnungen an einfachen, idealisierten Modellen lassen jedoch Rückschlüsse auf komplizierte Formen, wie die eines Personenkraftwagens, zu. So kann man aus den Beugungsdiagrammen von Spiegeln (Bild 3-5) und Interferenzuntersuchungen (Bilder 3-8, 3-9, 3-10) folgern:

- Ausgeprägte, ebene Flächen (zB. Seitenteile eines Pkws) geben dann hohe Rückstreuamplituden, wenn deren Flächennormalen zum Abbildungssystem zeigen (Vorzugsrichtung).
- Flächen, deren Normalen um mehr als $\pm 5^\circ$ von der Vorzugsrichtung abweichen, tragen praktisch zum zurückgestreuten Gesamtfeld nichts bei.
- Gegeneinander verkippte Flächen (zB. Ober- und Unterseite der Seitenfläche) werden ein stark schwankendes Streufeld wegen Beugungskanten und Interferenzen bei Winkeländerungen $< 0,1^\circ$ aufweisen.
- Augenscheinlich stillstehende Objekte (Festziele) führen geringe Bewegungen aus, die von Wind, Bodenvibrationen u. ä. hervorgerufen werden (Mikrobewe-

gungen). Bereits solche - meist nicht sichtbare - Mikrobewegungen können Leistungsschwankungen von mehr als 10 dB bewirken.

Um diese Schlußfolgerungen zu bestätigen, wurde das Streufeld eines Pkws in 20 m Entfernung als Funktion des Aspektwinkels φ (Drehung um die Hochachse A1, Bild 3-11) aufgenommen.

Für die Ermittlung der Meßreihen diente wiederum das Abbildungssystem in der Versuchsanordnung nach Bild 3-6, S. 22. Das Meßobjekt (Pkw) stand auf einer ebenen Drehplattform¹ mit einem Durchmesser von ca. 5 m (Bild 3-11 b)). Die Entfernung Pkw - Abbildungssystem betrug 20 m. Die Winkelgeschwindigkeit, mit der die Plattform gleichförmig gedreht werden konnte, wurde zu $1,05^\circ$ pro Sekunde ermittelt. Bei einer eingestellten Abtastrate des Digital-Voltmeters von 50 Hz ergibt sich demnach eine Winkelauflösung von $0,021^\circ$ pro Meßwert. Um einen gemeinsamen Startwert für alle Meßreihen zu erreichen wurde das Digital-Voltmeter für den 1. Meßwert über eine an der Plattform angebrachten Reflexlichtschranke L und dem Reflektor L_r extern getriggert. Für Messungen am stehenden Fahrzeug (Antriebsmotor der Plattform abgeschaltet) erfolgte die Triggerung manuell. Die Lage des Abbildungsfensters, durch welches das Fahrzeug betrachtet wird, ist in Bild 3-11a) schraffiert eingezeichnet. Die Größe des Fensters beträgt ca. 40 cm x 50 cm (Bild 3-3 und Gleichung (3.8)), die Höhe h wurde durch Änderung der Elevation der Sendeantenne im Fall a) auf ca. 20 cm, im Fall b) auf ca. 60 cm eingestellt. Damit wird im Fall a) die Fahrzeugunterkante, Radkästen und Stoßstange beleuchtet und in der Messung miterfaßt.

¹ Den bei diesen Messungen benutzte Drehstand stellte Dr. Keydel, Direktor des Instituts für Hochfrequenztechnik der DFVLR, Oberpfaffenhofen, dankenswerterweise zur Verfügung.

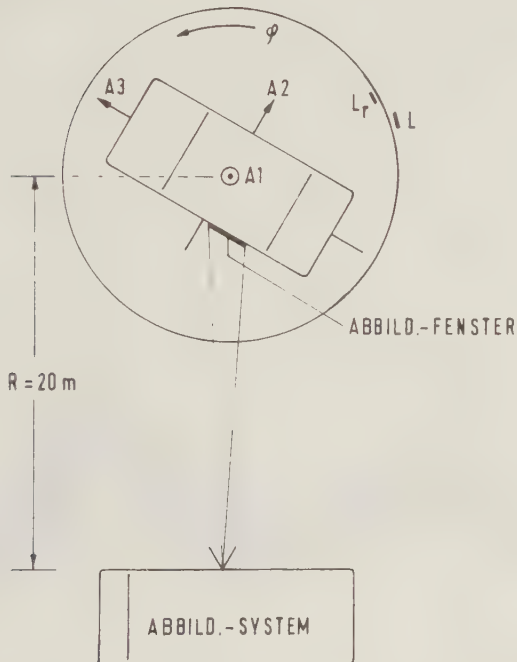
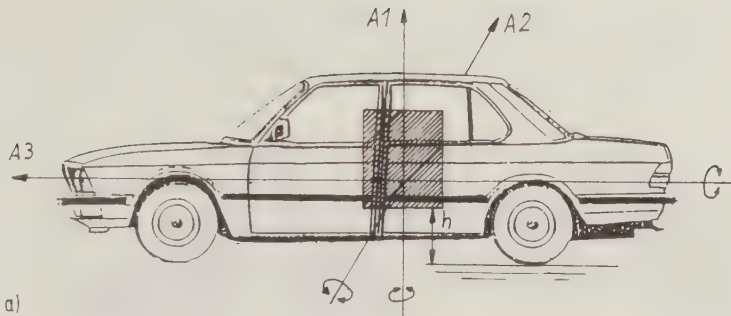


Bild 3-11 Zur Messung des Reflexionsverhaltens eines Pkws
 a) Rotationsachsen und Abbildungsfenster (nach /31/)
 A1 Achse für Drehen, A2 Achse für Nicken
 A3 Achse für Rollen
 b) Skizze der Meßanordnung (Draufsicht)

Die Beträge der relativen Leistungsdichte $S_r(\varphi)/\text{dB}$ des vom Fahrzeug zurückgestreuten Feldes wurden in Abhängigkeit vom Aspektwinkel φ auf Magnetband abgespeichert und von dort auf den Maximalwert (0 dB) bei $\varphi = 90^\circ$ (Seitenfläche des Fahrzeugs) bezogen in Bild 3-12 ausgegeben. Auffallend sind die bis zu 25 dB starken Fluktuationen der Leistungsdichte um einen aspektwinkelabhängigen Mittelwert. Um diesen Mittelwert zu extrahieren und um so zu einer mittleren vom Fahrzeug zurückgestreuten Leistungsdichte $S_{mr}(\varphi)$ zu gelangen, wird eine gleitende Mittelwertbildung (Glättung) über einen Winkelbereich von $\Delta\varphi = 2^\circ$ gemäß folgender Gleichung durchgeführt.

$$S_{mr}(\varphi)/\text{dB} = \frac{1}{\Delta\varphi} \int_{\varphi - \frac{\Delta\varphi}{2}}^{\varphi + \frac{\Delta\varphi}{2}} S_r(\varphi')/\text{dB} \, d\varphi' \quad (3.21)$$

Die mittleren relativen Leistungsdichten S_{mr} wurden durch numerische Auswertung der Gl. (3.21) mit einem Tischrechner (Typ: HP 85) aus den abgespeicherten Daten (Diagramm 3-12) ermittelt und in Bild 3-13 ausgedruckt.

Für eine Einstellung des Abbildungsfenster nach Fall a) ($h = 20 \text{ cm}$) erhält man, wie aus den Diagrammen 3-12a) und 3-13 ersichtlich, im Bereich $100^\circ < \varphi < 160^\circ$ wegen der stärkeren Fahrzeugstrukturierung ein im Mittel 15 dB höhere Leistungsdichte als im Fall b) (Diagramm 3-12b)), wo die einfallende Beleuchtungswelle größtenteils von den partiell ebenen Flächen weggespiegelt wird.

Dieses Ergebnis bestätigt nachträglich die Richtigkeit der Überlegungen beim Entwurf der mobilen Meßplattform, die Sendeantenne so tief wie möglich anzuordnen, um möglichst die am Fahrzeug unten liegenden, stark strukturierten Teile zu beleuchten.

Erwartungsgemäß zeigen die Diagramme 3-12, 3-13 eine hohe Leistungsdichte herrührend von der Fahrzeugseite ($\varphi = 90^\circ$) und Heck ($\varphi = 180^\circ$) und eine um bis zu 15 dB (Fall a) bzw. 30 dB (Fall b) niedrigere Leistungsdichte bei "schräger"

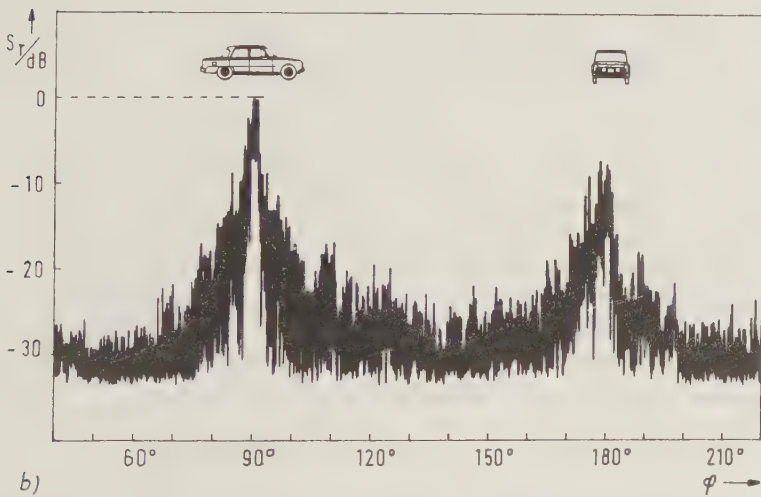
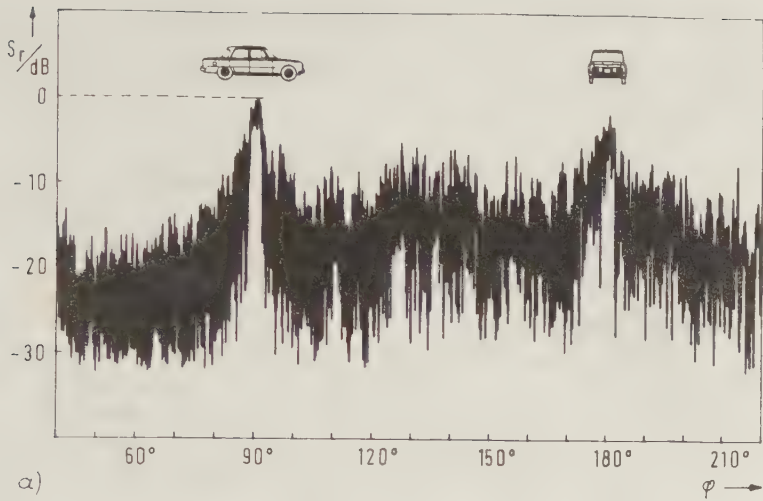


Bild 3-12 Relative Leistungsdichte zurückgestreut von einem Pkw in Abhängigkeit vom Aspektwinkel φ (Drehung um die Hochachse A1)
 Parameter: Höhe des Abbildungsfensters
 a) $h \approx 20$ cm b) $h \approx 60$ cm

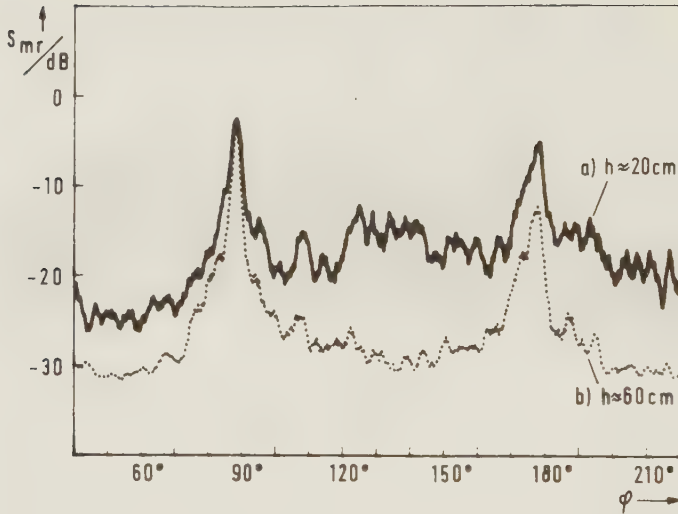


Bild 3-13 Mittlere relative Leistungsdichte als Funktion des Aspektwinkels φ
(Mittelwertbildung über $\Delta\varphi = 2^\circ$)

Fahrzeugstellung. Inwieweit die starken Leistungsdichtefluktuationen in den Diagrammen 3-12 bis zu 25 dB (zB. bei $\varphi = 120^\circ$) stochastischer Natur sind, - hervorgerufen durch Mikrobewegungen um die Nickachse A2 und Rollachse A3 (Bild 3-11) aufgrund von Windeinflüssen und Bodenvibrationen - kann durch Beobachtung des stehenden Fahrzeugs bei einem konstanten Aspektwinkel φ und durch Korrelation mehrerer, zu verschiedenen Zeiten gemessener Leistungsdichten - Diagramme ("Rückstreu-" Diagramme) ermittelt werden.

3.4.1. Reproduzierbarkeit von Rückstreudiagrammen

Ein Vergleich mehrerer Rückstreudiagramme, die unter denselben Randbedingungen, aber zu verschiedenen Zeiten aufgenommen wurden, liefert Aussagen über fahrzeugtypische und stochastische Leistungsdichteschwankungen bei Variation des Aspektwinkels φ .

Die folgenden Diagramme können in dieser Arbeit wegen der großen Anzahl von Meßdaten nur eine begrenzte, repräsentative Auswahl darstellen. Die aus ihnen gewonnenen Ergebnisse sind auf andere Meßkurven übertragbar.

Für drei Aspektwinkelbereiche ($\varphi = 90^\circ \pm 3^\circ$, $\varphi = 99^\circ \pm 3^\circ$, $\varphi = 135^\circ \pm 3^\circ$) werden von insgesamt 10 Meßreihen drei willkürlich herausgegriffen und an diesen die Ergebnisse erläutert. Ausgewählt wurde die 3., 5. und 7. Meßreihe (künftig mit PKW3, PKW5, PKW7 bezeichnet). Der zeitliche Abstand zwischen der Erfassung dieser Meßreihen betrug jeweils etwa 30 Minuten.

Diagramm 3-14a) zeigt die von der Fahrzeugseitenfläche ($\varphi \approx 90^\circ$) zum Abbildungssystem zurückgestreute relative Leistungsdichte der Meßreihen PKW3, PKW5 und PKW7 untereinander aufgetragen. Winkelbezeichnungen und Bezugspegel stimmen mit denen von Diagramm 3-12 überein. Bild 3-14b) zeigt einen vergrößerten Ausschnitt mit übereinandergezeichneten Meßreihen PKW3 und PKW5. Bereits hier wird durch die Reproduzierbarkeit deutlich, daß die Leistungsschwankungen von der geometrischen Struktur des Fahrzeugs abhängen und die stochastischen Einflüsse hier von untergeordneter Bedeutung sind. Der Leistungseinbruch bei $\varphi = 88,2^\circ$ beträgt etwa 11 dB, der Unterschied A1 zwischen beiden Meßreihen ca. 2 dB. Der maximale Unterschied aller Meßreihen beträgt an dieser Stelle weniger als 3,5 dB. Eine Winkeländerung von $0,4^\circ$ führt bereits in das nächste Feldstärkeminimum. Der stochastische Anteil A2 zwischen PKW3 und PKW5 beträgt 4 dB und bleibt für alle Meßreihen unter 4,5 dB. Steht die Seitenfläche des Fahrzeug direkt gegenüber dem Abbildungssystem ($\varphi = 90^\circ$) so bleibt die Schwankungsbreite stets unter 1,5 dB (A3). In Diagramm 3-14b) ist bei $\varphi = 89,9^\circ$ eine Winkeldifferenz $\Delta\varphi_1$ zwischen den beiden Meßreihen eingezeichnet. Dieser Winkelfehler beruht auf Gleichlaufschwankungen der Drehplatte und läßt sich hier zu $\Delta\varphi_1 = 0,05^\circ$ bestimmen. Der zweite Aspektwinkelbereich von $\varphi = 96^\circ \dots 102^\circ$, der in Bild 3-15 betrachtet wird, ist durch Interferenzeffekte weniger "Teilwellen" gekennzeichnet. Winkeländerungen $< 0,05^\circ$

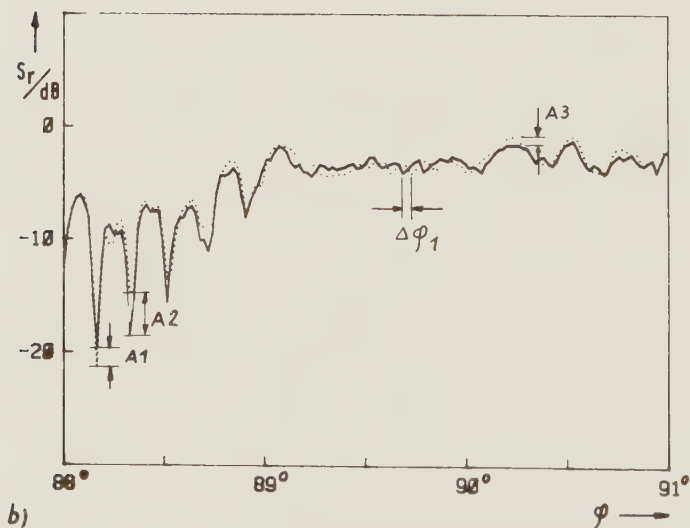
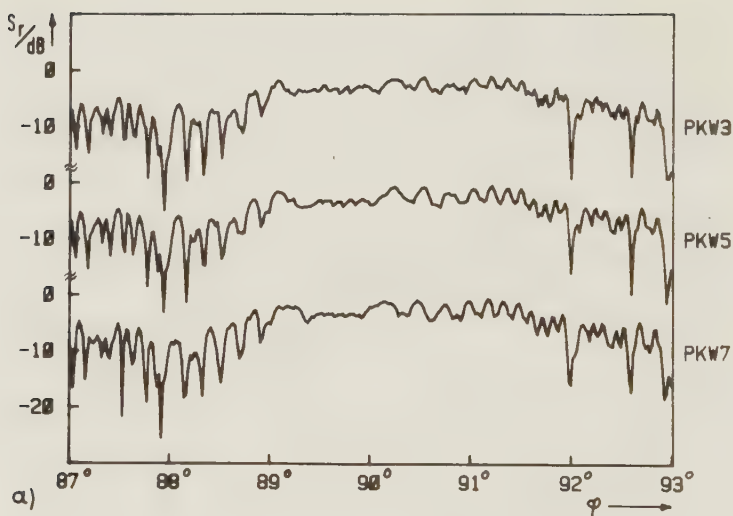


Bild 3-14 Reproduzierbarkeit von Rückstreudiagrammen

a) Aspektwinkelbereich: 87°... 93°

b) Vergrößerter Ausschnitt aus a)

— PKW3 PKW5

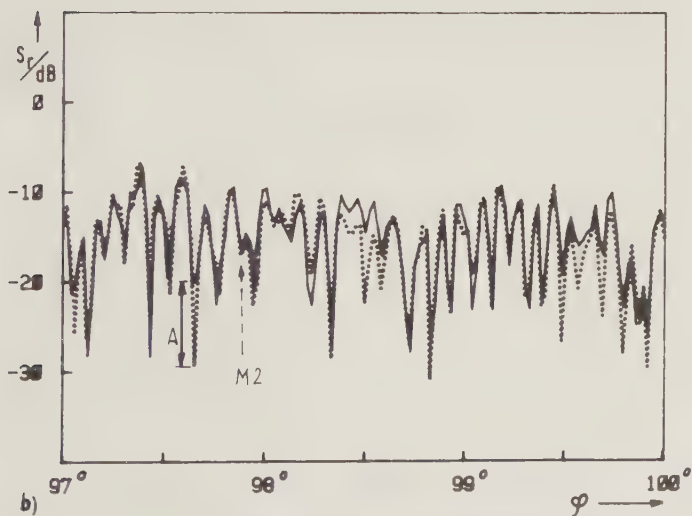
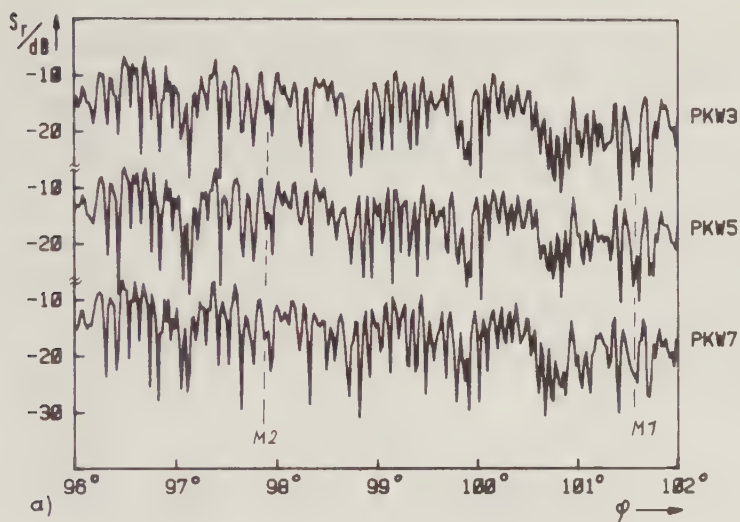


Bild 3-15 Reproduzierbarkeit von Rückstreudiagrammen
 a) Aspektwinkelbereich: 96°...102°
 b) Vergrößerter Ausschnitt aus a)
 — PKW3 PKW7

führen zu Dynamikschwankungen von bis zu 25 dB. Auch hier wird wieder deutlich, daß das Rückstreuverhalten fahrzeugtypisch ist; die Kurven sind reproduzierbar. Ein Leistungseinbruch, der in der Meßreihe PKW3 zu finden ist, taucht auch in Meßreihe PKW7 wieder auf. Die Leistungsunterschiede können jedoch bis zu 9 dB (A , $\varphi = 97,7^\circ$) betragen und manche Extremwerte werden verschliffen (zB. bei Marke M1, $\varphi = 101,7^\circ$, Meßreihe PKW7). Dieses Ergebnis ist durchaus einsichtig, wenn man sich vor Augen hält, daß Bewegungen um die Rollachse und Nickachse (A_3 , A_2 in Bild 3-11) ebenfalls entsprechende Dynamikschwankungen wie die hier betrachtete Drehbewegung um die Hochachse (A_1 , Bild 3-11) hervorrufen. Der vergrößerte Ausschnitt (Diagramm 3-15b)) demonstriert, daß auch "geringe" Leistungsschwankungen (zB. ca. 2 dB bei $\varphi = 97,9^\circ$, Marke M2) reproduzierbar sind. Verglichen werden in diesem Diagramm die Meßreihen PKW3 und PKW7, da hier Dynamikunterschiede in diesem Winkelbereich besonders deutlich werden.

Ein abschließendes Beispiel ist mit Diagramm 3-16 gegeben, wo der Aspektwinkelbereich um $\varphi \approx 135^\circ$, also die Fahrzeugkante "Seite - Heck" dargestellt wird. Auch für diese Fahrzeugstellung gilt: Das Streufeld des Pkws ist weitgehend reproduzierbar, die Leistungsfluktuationen sind von der Fahrzeuggeometrie abhängig, stochastische Einflüsse machen sich durch Dynamikunterschiede in den einzelnen Meßreihen vor allem in der "Tiefe" der Leistungseinbrüche und durch "Verschleifen" von Leistungsschwankungen bemerkbar. Auffällig ist, daß die Anzahl der Leistungsmaximas und -minimas gegenüber Diagramm 3-15 wesentlich geringer ist und diese Extremwerte nicht so scharf ausgeprägt sind. Die Erklärung dafür ist in der stärkeren Strukturierung dieser Fahrzeugstelle gegeben, wodurch das Streuverhalten "diffuser" wirkt, während das Rückstreuverhalten der Fahrzeugseite durch Interferenz weniger "Teilwellen" bestimmt ist.

Ein weiteres Ergebnis soll an dieser Stelle noch mitgeteilt werden. Rollbewegungen (um die Achse A_3 , Bild 3-11) können durch eine Elevationsänderung der Sendeantenne (Änderung

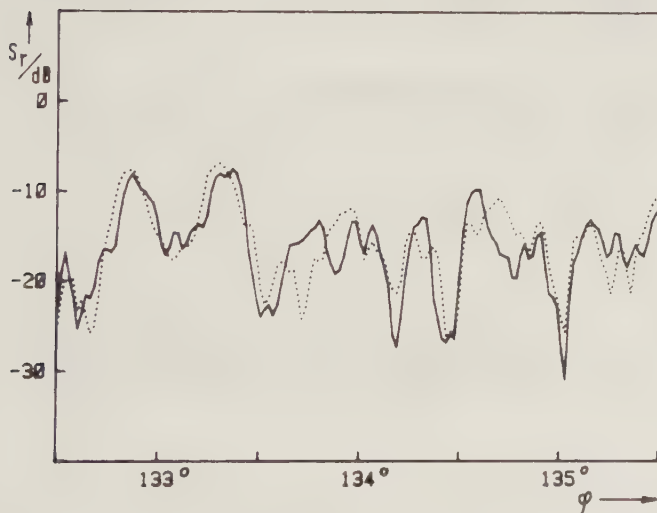
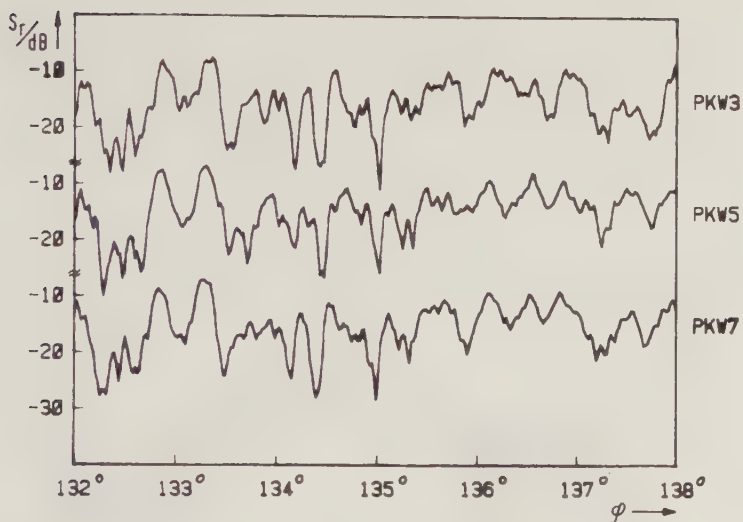


Bild 3-16 Reproduzierbarkeit von Rückstreuendiagrammen
 a) Aspektwinkelbereich: 132°... 138°
 b) Vergrößerter Ausschnitt aus a)
 — PKW3, PKW5

der Höhe h des Abbildungsfensters) simuliert werden. Ein Vergleich eines Bildausschnittes von Bild 3-12a) und 3-12b) zeigt, daß eine Änderung um $\Delta \vartheta \approx 1^\circ$ ein völlig anderes Rückstreumuster ergibt (Diagramm 3-17). Meßreihen, die bei veränderter Elevation aufgenommen wurden, waren erwartungsgemäß untereinander wiederum gut reproduzierbar.

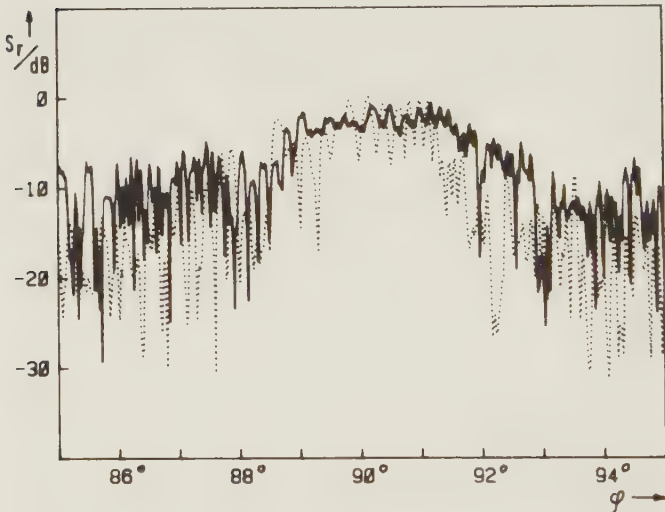


Bild 3-17 Rückstreudiagramm von einem Fahrzeug
(vergrößerter Ausschnitt aus Bild 3-12)
—— Elevation $\vartheta \approx 0^\circ$ ($h \approx 20$ cm)
..... Elevation $\vartheta + 1^\circ$ ($h \approx 60$ cm)

3.4.2. Rückstreuverhalten des "stillstehenden" Fahrzeugs

Die in Abschnitt 3.4.1. festgestellten Leistungsdichteunterschiede verschiedener Meßreihen lassen sich auch am "stillstehenden" Fahrzeug, d. h. bei abgeschaltetem Antriebsmotor der Drehplattform, als zeitliche Leistungsschwankungen nachweisen. Sie sind vom ("makroskopisch") konstantem Aspektwinkel φ abhängig und liegen in derselben Größenordnung wie die Leistungsunterschiede verschiedener Meßreihen bei gleichem Aspektwinkel φ . Anhand dreier repräsentativer Beispiele werden die Meßergebnisse diskutiert. In Anlehnung an die vorhergehenden Betrachtungen und zum Vergleich wurden die Aspektwinkel zu 90° , 99° , 135° gewählt.

Im ersten Beispiel zeigt die Seitenfläche des Fahrzeugs zum Abbildungssystem ($\varphi = 90^\circ$). Die Leistungsdichte S_r des empfangenen Streufelds ist in Diagramm 3-18a) über 120 Sekunden aufgezeichnet. Die zeitlichen Schwankungen um den Mittelwert

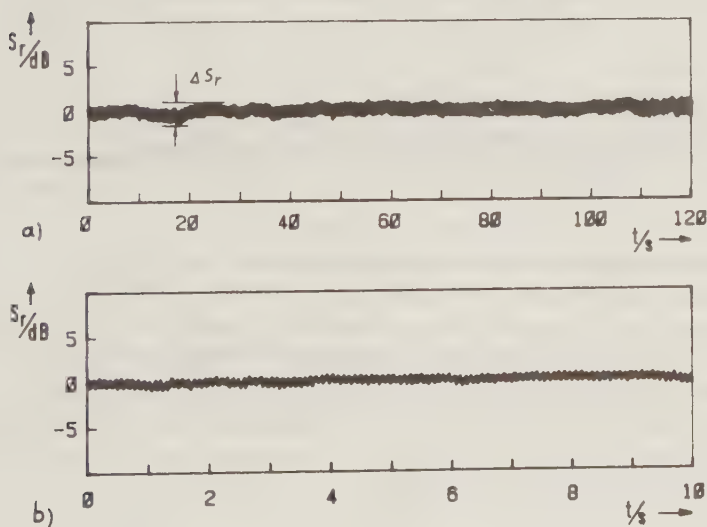


Bild 3-18 Rückstreuverhalten eines "stillstehenden" Fahrzeugs über der Zeit
Aspektwinkel $\varphi = 90^\circ$

($S_r = 0$ dB) sind gering ($\Delta S_r < 3$ dB), was auch zu erwarten war, da sich das Streufeld bereits in Abschnitt 3.4.1., Bild 3-14 über einen "weiten" Aspektwinkelbereich ($89^\circ < \varphi < 91,5^\circ$) als unempfindlich gegen Mikrobewegungen erwies. Selbst Windböen - während der Meßzeit herrschte leichter Wind mit vereinzelt Böen bis etwa 10 m/s - hatten kaum Einfluß auf das Streufeld und sind nur schwach bei $t = 19$ s und $t = 108$ s zu erkennen. Der in der Zeitachse gedehnte Ausschnitt (Bild 3-18b)) läßt eine periodische Schwankung der Leistungsdichte erkennen. Sie rührt vermutlich von einer Resonanz der reflektierenden Seitenfläche des Fahrzeugs her, das durch Umwelteinflüsse zu Mikrobewegungen angeregt wird. Das Frequenzspektrum der Leistungsfluktuation wird im nächsten Abschnitt eingehend untersucht.

Im nächsten Beispiel wird das Fahrzeug auf $\varphi \approx 99^\circ$ gedreht und dann wieder sich selbst überlassen. Das Rückstreudiagramm 3-19 weist auf rauschartige Störungen im Streufeld hin, die bis zu ± 5 dB Leistungsschwankungen um einen mittleren Pegel bei $S_r = -16$ dB ausmachen. Eine Winböe (WB) bei $t = 78$ s führte zu einem Leistungseinbruch von ca. 10 dB. Vergleicht man hierzu Bild 3-15, so wird deutlich, daß Mikrobewegungen um die Fahrzeughochachse allein bereits eine starke Leistungsschwankung bedeutet. Dieser Störung überlagern sich noch Bewegungen um die beiden anderen Drehachsen.

Im letzten Beispiel beträgt der Aspektwinkel $\varphi \approx 135^\circ$. Auch hier zeigt das Rückstreudiagramm (Bild 3-20) rauschartige Störungen. Die Leistungsschwankungen sind gegenüber dem vorigen Beispiel um etwa die Hälfte geringer ($\Delta S_r \approx 5$ dB) und entsprechen den Unterschieden in den Meßreihen aus Abschnitt 3.4.1., Bild 3-16. Wie bereits dort erwähnt, zeigt die Kante von Seitenfläche und Heckpartie des Fahrzeugs ein "diffuseres" Verhalten als die Seitenflächen.

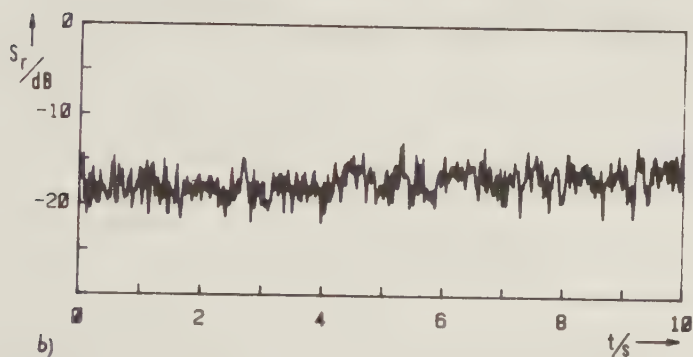
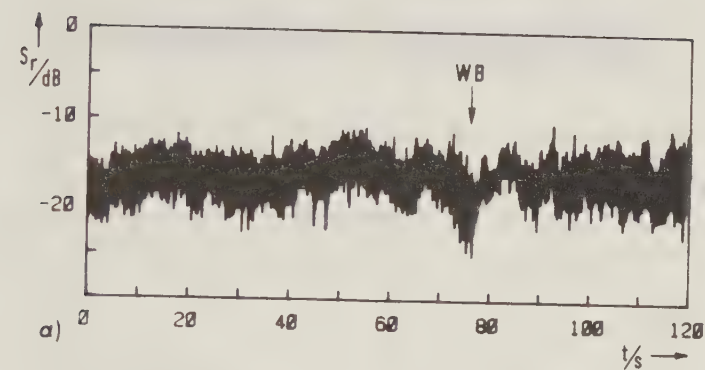


Bild 3-19 Rückstreuverhalten eines "stillstehenden" Fahrzeugs
Aspektwinkel $\varphi = 99^\circ$

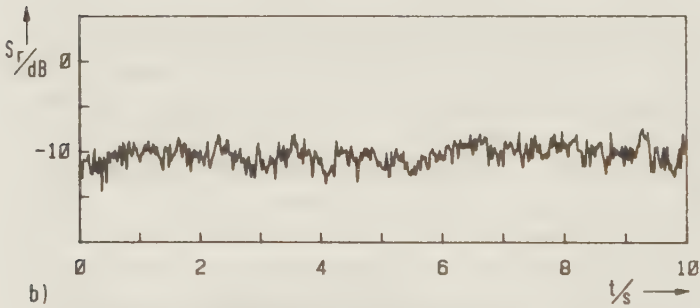
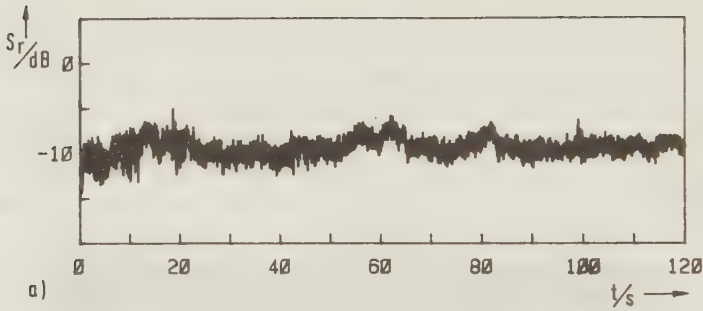


Bild 3-20 Rückstreuverhalten eines "stillstehenden"
Fahrzeugs
Aspektwinkel $\varphi = 135^\circ$

Bei den Beispielen wurde davon ausgegangen, daß die Leistungsschwankungen von dem Objekt allein herrühren. Genaugenommen sind jedoch Relativbewegungen zwischen Abbildungssystem (Kleinbus) und Objekt für die Leistungsfluktuationen verantwortlich. Da jedoch das Mikrowellen - Abbildungssystem windgeschützt aufgestellt war, sollen dessen Bewegungen gegenüber den Objektbewegungen vernachlässigt werden.

3.4.3. Frequenzspektrum des Streufeldes

Wie aus dem vorigen Abschnitt hervorgeht, wird ein sich selbst überlassenes Fahrzeug durch Umwelteinflüsse zu Mikrobewegungen angeregt, was zu einem fluktuierenden Rückstreusignal mit überwiegend rauschartigem Charakter führt. In linearer Darstellung wird das Rückstreusignal durch

$$S(t) = 10 \frac{S_r(t)}{10 \text{ dB}} \quad (3.22)$$

beschrieben. Derartige stochastische Signale besitzen im allgemeinen keine eindeutig umkehrbare Darstellung im Frequenzbereich [23], da die für die Existenz des Fourier - Integrals

$$F\{S_r(t)\} = s(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.23a)$$

mit der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$

notwendige Bedingung

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |S(t)| dt < \infty \quad (3.23b)$$

nicht gegeben ist.

Um dennoch zu Aussagen über das Frequenzspektrum der Schwankungen zu gelangen, entnimmt man der zu analysierenden Funktion $S(t)$ eine Musterfunktion $S_T(t)$ endlicher Länge ΔT , so daß gilt:

$$S_T(t) = \begin{cases} S(t) & \text{für } t_0 - \frac{\Delta T}{2} \leq t \leq t_0 + \frac{\Delta T}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}, \quad (3.24)$$

wobei t_0 einen Bezugszeitpunkt für die Musterfunktion angibt und bildet davon das Fourier - Integral

$$F\{S_T(t)\} = s_T(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_T(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{t_0 - \frac{\Delta T}{2}}^{t_0 + \frac{\Delta T}{2}} S(t) e^{-j\omega t} dt. \quad (3.25)$$

Diese Vorgehensweise ist in der Literatur unter dem Begriff "Periodogramm - Analyse" bekannt (zB. /24/) und diente zur Entdeckung von Periodizitäten in scheinbar regellosen Vorgängen. Als Periodogramm soll hier im weiteren der Betrag des Amplitudenspektrums der Leistungsdichteschwankungen bezeichnet werden:

$$P_{\Delta T}(\omega) = |S_T(\omega)| = \left| \int_{t_0 - \frac{\Delta T}{2}}^{t_0 + \frac{\Delta T}{2}} S(t) e^{-j\omega t} dt \right| \quad (3.26)$$

Die zeitliche Begrenzung kann formal als Multiplikation der Signalfunktion $S(t)$ mit einer Fensterfunktion $G(t)$

$$S_T(t) = S(t) \cdot G(t) \quad (3.27)$$

beschrieben werden.

Mit der Fourier - Transformaten der Fensterfunktion

$$g(\omega) = F\{G(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} G(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3.28)$$

läßt sich das Periodogramm Gl. (3.26) durch Transformation der Gleichung (3.27) in den Frequenzbereich als Faltung

$$P_{\Delta T}(\omega) = \left[\lim_{\Delta T \rightarrow \infty} P_{\Delta T}(\omega) \right] * |g(\omega)| \quad (3.29)$$

angeben.

Ist die Fensterfunktion - wie in Gleichung (3.24) angenommen - eine Rechteckfunktion ("natürliches" Spektralfenster /24/)

$$G(t) = G_0(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t_0 - \frac{\Delta T}{2} \leq t \leq t_0 + \frac{\Delta T}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.30)$$

mit der Fourier - Transformaten

$$g_0(\omega) = \int_{t_0 - \frac{\Delta T}{2}}^{t_0 + \frac{\Delta T}{2}} e^{-j\omega t} dt = \Delta T \frac{\sin(\omega \frac{\Delta T}{2})}{\omega \frac{\Delta T}{2}} e^{-j\omega t_0}, \quad (3.31)$$

so führen insbesondere die Nebenmaxima von $g_o(\omega)$ zu Fehlern. Diese Fehler können durch die Wahl anderer (gewichteter) Fensterfunktionen allerdings auf Kosten der Auflösung unterdrückt werden /25/. Für die praktische Berechnung wurde die Fensterfunktion nach Hamming $G_H(t)$ (Gl. (3.34)) gewählt, wodurch die Nebenmaxima auf etwa 43 dB unter das Hauptmaximum abgesenkt werden und die Nullwertbreite gegenüber der Rechteckfunktion verdoppelt wird.

$$G_H(t) = \begin{cases} 0.54 + 0.46 \cos(2\pi \frac{t-t_o}{\Delta T}) & \text{für } t_o - \frac{\Delta T}{2} \leq t \leq t_o + \frac{\Delta T}{2} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}, \quad (3.34a)$$

$$g_H(\omega) = F\{G_H(t)\} = 0.54 g_o(\omega) + 0.23 g_o(\omega - \frac{2\pi}{\Delta T}) + g_o(\omega + \frac{2\pi}{\Delta T}). \quad (3.34b)$$

Durch Verwendung des Hamming - Fensters anstelle eines Rechteckfensters nach Gl. (3.30) erhält man ein modifiziertes Periodogramm $P_{m\Delta T}(\omega)$

$$P_{m\Delta T}(\omega) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} S(t) \cdot G_H(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \right|. \quad (3.35)$$

Wie in /24/ gezeigt wird, liefert ein einzelnes Periodogramm höchst unzuverlässige Informationen über die Frequenzanteile eines stochastischen Signals. Deshalb wurde nach einem Vorschlag von WELCH /26/ die Funktion $S(t)$ in K sich nicht überlappende Abschnitte unterteilt und für jeden dieser Abschnitte das modifizierte Periodogramm nach Gl. (3.35) berechnet. Die arithmetische Mittelung über alle K Periodogramme liefert dann ein Betragsspektrum

$$\overline{P_{m\Delta T}}(\omega) = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K [P_{m\Delta T}(\omega)]_k \quad (3.36)$$

dessen Varianz um den Faktor $1/K$ gegenüber der Varianz des einzelnen Periodogramms reduziert ist.

Für die numerische Berechnung der Periodogramme der Leistungsdichteschwankungen (Bilder 3-18, 3-19, 3-20) wurden die Diagramme in $K = 10$ Abschnitte (Bild 3-21) zu je 15 Sekunden (entsprechend 750 Abtastwerten) eingeteilt und aus jedem Abschnitt eine Musterfunktion $S_T(t)$ mit $\Delta T = 10,2$ s (entsprechend 512 Abtastwerten) ausgewählt. Diese Musterfunktion wurde mit der Fensterfunktion nach Hamming gewichtet und die schnelle Fourier - Transformation (FFT = Fast Fourier Transform) nach dem von COOLEY und TUKEY angegebenen Algorithmus /27/ durchgeführt. Dazu wurde ein zB. in /28/ veröffentlichtes FFT - Programm für den Tischrechner HP 85 umgeschrieben und aus den auf Magnetband abgespeicherten Meßwerten die Periodogramme erstellt.

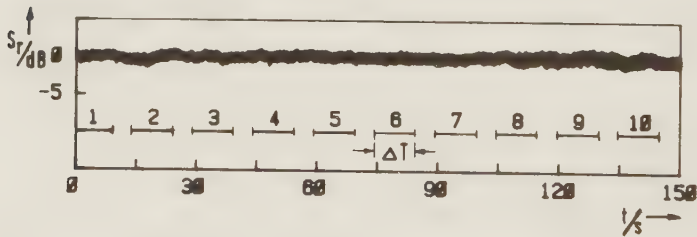
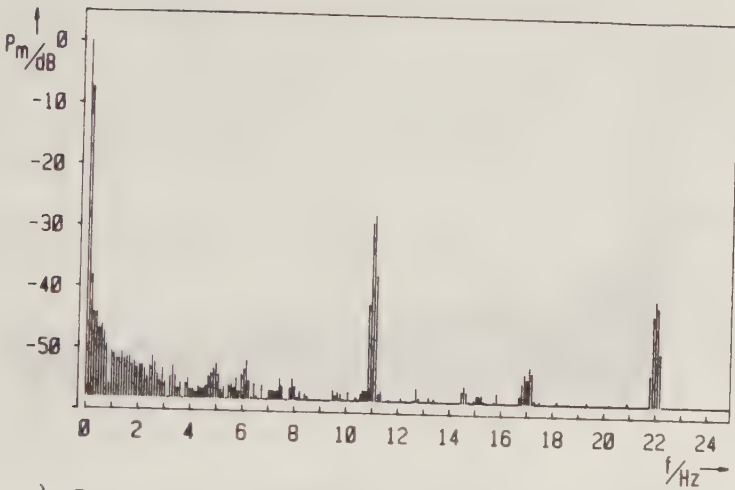


Bild 3-21 Illustration zur Segmentierung der Leistungsdichtefunktion $S_T(t)$

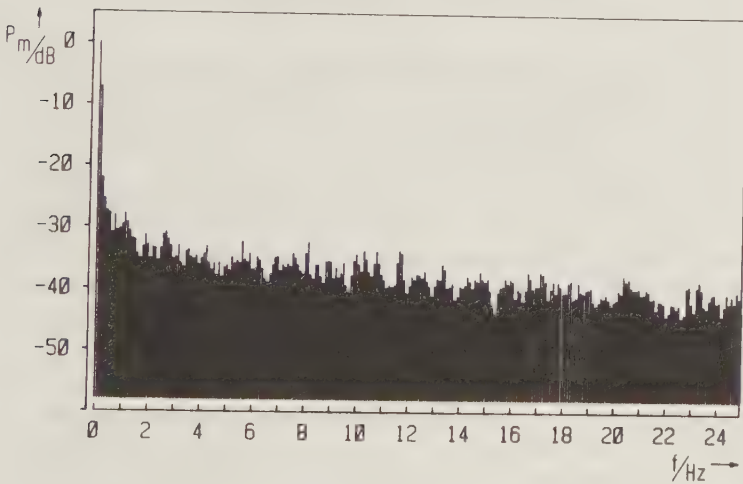
Die nach der Mittelung erhaltenen Betragsspektren nach Gl. (3.36) sind in den Diagrammen 3-22 im logarithmischen Maßstab und auf den jeweiligen Mittelwert (Gleichanteil) bezogen gemäß der folgenden Gleichung

$$P_m(f)/dB = 20 \cdot \lg \left[\frac{\overline{P_{m\Delta T}(\frac{\omega}{2\pi})}}{P_{m\Delta T}(\omega=0)} \right] \quad (3.37)$$

dargestellt.

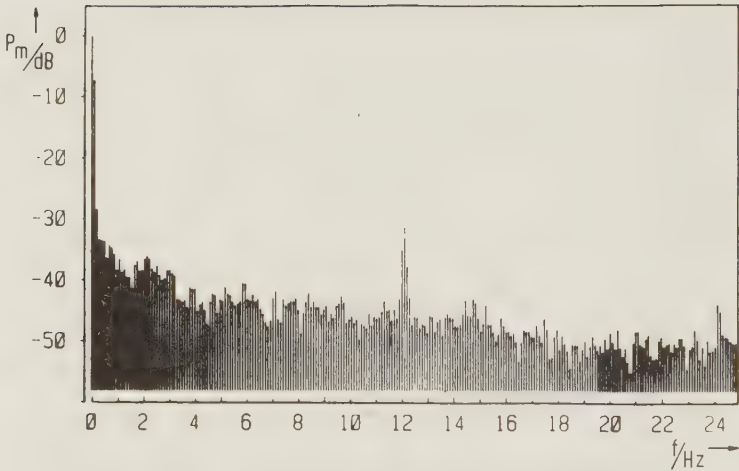


a) Parameter: Aspektwinkel $\varphi = 90^\circ$



b) Parameter: Aspektwinkel $\varphi = 99^\circ$

Bild 3-22 Betragsspektren (Periodogramme) der Leistungsdichteschwankungen bei verschiedenen Aspektwinkeln φ



c) Parameter: Aspektwinkel $\varphi = 135^\circ$

Bild 3-22 Betragsspektren der Leistungsdichteschwankungen bei verschiedenen Aspektwinkeln

Während die Leistungsdichteschwankungen des zum Abbildungssystem zurückgestreuten Feldes bei senkrechter Inzidenz ($\varphi = 90^\circ$) vor allem durch Vibrationen des Fahrzeugs bei seinen Resonanzfrequenzen bestimmt werden (Diagramm 3-22a)), zeigt das Betragsspektrum bei einem Aspektwinkel $\varphi = 99^\circ$ rauschartigen Charakter (Diagramm 3-22b)). Bei einem Aspektwinkel $\varphi = 135^\circ$ (Diagramm 3-22c)) zeigt das Betragsspektrum rauschartiges Verhalten mit dominierenden Resonanzfrequenzen. Die bereits in Diagramm 3-18b) festgestellten periodischen Schwankungen erweisen sich in den Betragsspektren als fahrzeugtypische Resonanzen bei etwa 12 Hz und einer harmonischen Frequenz mit 24 Hz. Die Amplituden der Resonanzfrequenzen liegen ca. 30 dB bzw. 40 dB unter dem Mittelwert (Gleichanteil). In Diagramm 3-22b) werden die Fahrzeugresonanzen durch Rauschen überdeckt.

Die Amplituden der Rauschstörung nehmen mit steigender Frequenz proportional $1/\sqrt{f}$ ab. Diese Frequenzabhängigkeit wird zB. in /29/ als "Rosa Rauschen" bezeichnet.

Amplituden, die um mehr als 10 dB unter der maximalen Stör-
amplitude liegen (die maximale Störampitude ist bei $\varphi = 90^\circ$
und $\varphi = 135^\circ$ durch die Resonanzfrequenz von ca. 12 Hz, bei
 $\varphi = 99^\circ$ durch die Rauschamplitude bei 1 Hz gegeben), tragen
praktisch zu den Leistungsdichteschwankungen nichts bei. Die
Fluktuationen werden deshalb als bandbegrenzt mit einer Grenz-
frequenz < 25 Hz betrachtet.

Durch Tiefpaßfilterung der Betragsspektren der Leistungsdich-
teschwankungen läßt sich das Nutzsignal (Gleichanteil: $f < 0,3$ Hz)
vom Störsignal (Schwankungen: $f > 0,3$ Hz) trennen. Wegen der
spektralen Verbreiterung aufgrund der Gewichtung nach Hamming
wurde die Grenzfrequenz auf 0,3 Hz festgelegt. Setzt man die
Energie des Nutzsignals S_o und die Energie des Störsignals N_o
ins Verhältnis, so läßt sich mit Gleichung (3.38) ein
Signal/Störabstand definieren.

$$\frac{S_o}{N_o} = 10 \cdot \lg \left\{ \frac{\int_0^{0,3 \text{ Hz}} [\overline{P_{m\Delta T}} \left(\frac{\omega}{2\pi} \right)]^2 df}{\int_{0,3 \text{ Hz}}^{25 \text{ Hz}} [\overline{P_{m\Delta T}} \left(\frac{\omega}{2\pi} \right)]^2 df} \right\} \text{ dB} . \quad (3.38)$$

Trennt man die Störungen in einen Rauschanteil N_N und in
einen Anteil N_R , welcher durch die Fahrzeugresonanz hervor-
gerufen wird, so läßt sich ein Signal/Rauschabstand nach
Gleichung (3.39) und ein Signal/Resonanzstörabstand nach
Gleichung (3.40) angeben.

$$\frac{S_o}{N_N} = 10 \cdot \lg \left\{ \frac{\int_0^{0,3 \text{ Hz}} [\overline{P_{m\Delta T}} \left(\frac{\omega}{2\pi} \right)]^2 df}{\int_{0,3 \text{ Hz}}^{25 \text{ Hz}} [\overline{P_{m\Delta T}} \left(\frac{\omega}{2\pi} \right)]^2 df - \int_{f_R - \Delta f}^{f_R + \Delta f} [\overline{P_{m\Delta T}} \left(\frac{\omega}{2\pi} \right)]^2 df} \right\} \text{ dB} , \quad (3.39)$$

$$\frac{S_o}{N_R} = 10 \cdot \lg \left\{ \frac{\int_0^{0,3\text{Hz}} [\overline{P_{m\Delta T}}(\frac{\omega}{2\pi})]^2 df}{\int_{f_R - \Delta f}^{f_R + \Delta f} [\overline{P_{m\Delta T}}(\frac{\omega}{2\pi})]^2 df} \right\} \text{ dB}, \quad (3.40)$$

mit der Kreisfrequenz $\omega = 2 \pi f$,
 der Resonanzfrequenz f_R und
 der spektralen Verbreiterung Δf (Bandbreite).

Die Ergebnisse sind in Tabelle 1 zusammengefaßt. Ferner beinhaltet die Tabelle die relativen mittleren Leistungsdichten S_{mr} (arithmetische Mittelwerte bezogen auf den Mittelwert S_{mr-90} für $\varphi = 90^\circ$; Bilder 3-18, 3-19, 3-20) und die Differenz der Signal/Rauschabstände $(S_o/N_N)_\varphi - (S_o/N_N)_{90}$.

Aspektwinkel φ :	90°	99°	135°
Signal/Störabstand S_o/N_o	24,5 dB	12,8 dB	19,7 dB
Signal/Rauschabst. S_o/N_N	30,2 dB	12,9 dB	20,1 dB
Signal/Resonanzstörabst. S_o/N_R	25,7 dB	30,4 dB	29,9 dB
rel. mittlere Leistungsdichte S_{mr}	0 dB	-15,3 dB	- 9,4 dB
$(S_o/N_N)_\varphi - (S_o/N_N)_{90}$	0 dB	-17,3 dB	-10,1 dB

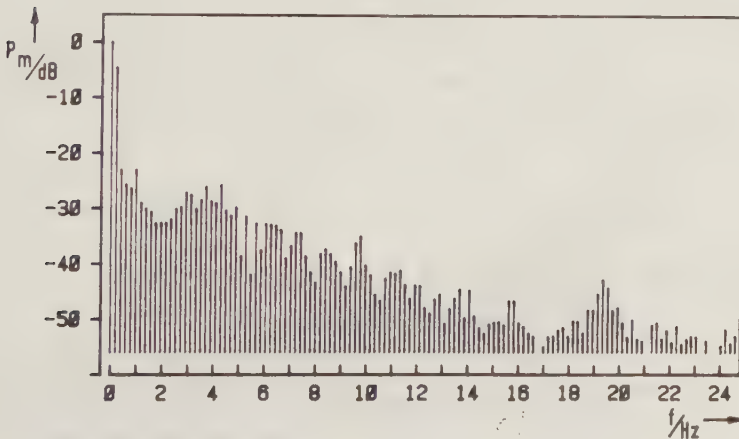
Tabelle 1 Zusammenfassung der Meßergebnisse

Interessant ist, daß die Differenzen der Signal/Rauschabstände in etwa den Mittelwerten der Leistungsdichten S_{mr} entsprechen; das bedeutet, die Rauschenergie bleibt bei Variation des Aspektwinkels φ nahezu konstant. Die Störungen durch die Fahrzeugresonanz dagegen sind von der mittleren Leistungsdichte des vom Fahrzeug zum Abbildungssystem zurückreflektierten Streu-

feldes abhängig. Der Signal/Resonanzstörabstand schwankt bei Variation des Aspektwinkels φ nur geringfügig ($\pm 2,5$ dB) um den Wert 28 dB.

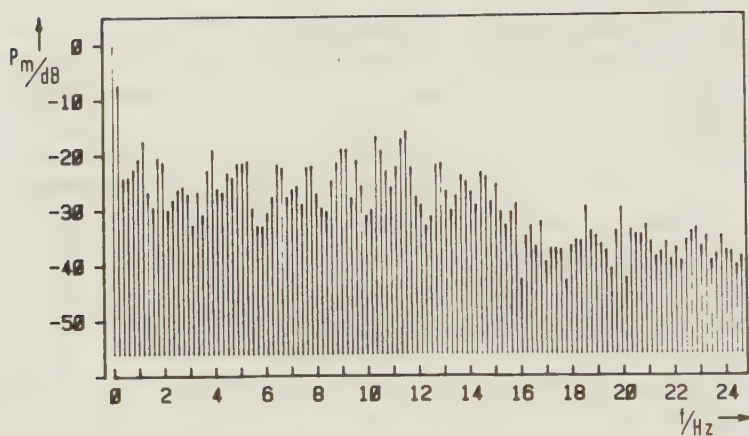
Das Frequenzspektrum der Leistungsdichteschwankungen herührend von einem fahrenden Pkw hängt insbesondere von der Geschwindigkeit der Aspektwinkeländerung und damit von der Fahrtrichtung und Fahrgeschwindigkeit ab. Im folgenden soll erörtert werden, ob die Leistungsdichte während der Abtastzeit von $625 \mu\text{s}$ (s. Abschnitt 2.3.) als konstant betrachtet werden kann.

Zu diesem Zweck wurden Periodogramme nach Gl. (3.35) aus den in Abschnitt 3.4.1. beschriebenen 10 Meßreihen PKW1 bis PKW10 bei drehendem Fahrzeug (Drehgeschwindigkeit $1,06^\circ/\text{s}$) für die Aspektwinkelbereiche $\varphi = 90^\circ \pm 2,5^\circ$, $\varphi = 99^\circ \pm 2,5^\circ$ und $\varphi = 135^\circ \pm 2,5^\circ$ berechnet und die gemittelten Betragsspektren nach Gl. (3.37) in den Diagrammen 3-24 aufgetragen.

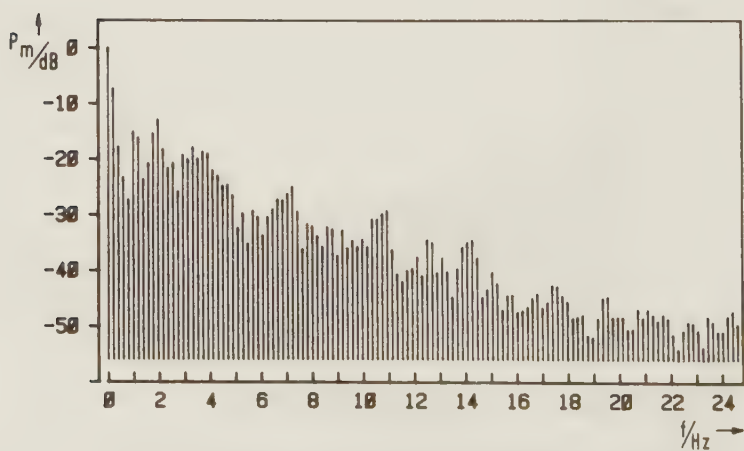


a) Parameter: Aspektwinkel $\varphi = 87,5^\circ \dots 92,5^\circ$

Bild 3-24 Betragsspektrum der Leistungsdichteschwankungen bei sich drehendem Pkw



b) Parameter: Aspektwinkel $\varphi = 96,5^\circ \dots 101,5^\circ$



c) Parameter: Aspektwinkel $\varphi = 132,5^\circ \dots 137,5^\circ$

Bild 3-24 Betragsspektren der Leistungsdichteschwankungen bei sich drehendem Pkw

Die Betragsspektren des sich drehenden Fahrzeugs sind durch rauschartigen Charakter gekennzeichnet. Eine fahrzeugtypische Resonanzfrequenz ist in diesen Diagrammen 3-24 nicht zu erkennen. Das Rauschen zeigt im Aspektwinkelbereich um 90° und 135° bis zu einer Frequenz von 4 Hz, im Aspektwinkelbereich um 99° bis zu 14 Hz, nahezu konstante Amplituden ("weißes Rauschen"), darüber fallen die Amplituden mit zunehmender Frequenz ab. Die 10 dB Grenzfrequenz wird bei etwa 10 Hz bzw. 17 Hz erreicht.

Überträgt man dieses Ergebnis auf ein Auto, das mit einer Geschwindigkeit $v = 50 \text{ km/h}$ wie in Bild 3-25 am Abbildungssystem in $R = 40 \text{ m}$ vorbeifährt, so beträgt die Änderungsgeschwindigkeit des Aspektwinkels etwa $20^\circ/\text{s}$.¹

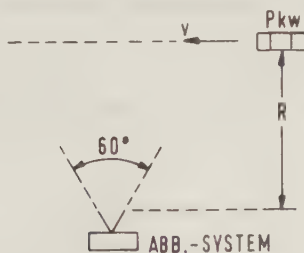


Bild 3-25 Skizze einer Verkehrssituation

Da die Betragsspektren des sich drehenden Fahrzeugs (in den Diagrammen 3-24 etwa $1^\circ/\text{s}$) vor allem durch die Fluktuationen aufgrund der Aspektwinkelabhängigkeit bestimmt sind, werden die Grenzfrequenzen des fahrenden Autos um den Faktor 20 zu höheren Frequenzen verschoben und liegen bei 200 Hz bis 340 Hz. Beträgt der Abstand $R = 20 \text{ m}$, so sind Grenzfrequenzen

¹ Diese Näherung ist zulässig, da die vom Fahrzeug in der kurzen Abtastzeit von $625 \mu\text{s}$ zurückgelegte Wegstrecke ($\approx 0,1 \text{ m}$) klein gegenüber dem Abstand R ist.

bis zu 700 Hz zu erwarten. Während der Abtastzeit von $625 \mu\text{s}$ kann sich demnach die Leistungsdichte nahezu von einem Maximum in ein Minimum ändern. Dies ist auch anschaulich bereits zB. aus Bild 3-15 zu erkennen, wenn man bedenkt, daß sich der Aspektwinkel φ bei dieser Geschwindigkeit während der Abtastzeit um $0,013^\circ$ ($R = 40 \text{ m}$) bzw. um $0,025^\circ$ ($R = 20 \text{ m}$) ändert. Die Ausgänge der Filterbank (Bandbreite je Filter: 6 kHz, Bild 2-2) des Abbildungssystems sind am Ende einer Abtastperiode auf die zu diesem Endzeitpunkt herrschende Leistungsdichte eingeschwungen. Dieser Wert steht zur weiteren Bildverarbeitung zur Verfügung.

Die in diesem Kapitel gewonnenen Einblicke in die Reflexionsmechanismen nicht-diffus streuender, bewegter Objekte dienen als Grundlage zur Konzeption einer Signalverarbeitung für das Mikrowellen - Abbildungssystem.

4. STÖREINFLÜSSE

Störungen, die zu einer Beeinträchtigung des Mikrowellenbildes führen, lassen sich in zwei Gruppen aufteilen:

- a) Störungen aufgrund von Toleranzen und technisch vorgegebenen Grenzen des Abbildungssystems
(zB. Linearitätsabweichung des frequenzmodulierten Sendesignals, Bandbreitenbegrenzung, Antennennebenkeulen)
- b) Störungen im Objektraum durch bewegte, nicht-diffus streuende Objekte

Störungen der Gruppe a) legen insbesondere die Grenzen der Abbildung (Auflösung, Dynamik usw.) fest. Sie wurden in den Dokumentationen /13/, /14/, /15/ bereits ausführlich erörtert und werden deshalb in dieser Arbeit nur insofern erläutert, wenn eine Verbesserung durch Signalverarbeitung erzielt werden kann.

Störungen der Gruppe b) sind objektbezogen und meist schnell veränderlich. Sie lassen sich in verschiedene Störtypen /31/ gliedern.

4.1. Störung durch Beugung und Interferenz

In Kapitel 3 wurde nachgewiesen, daß Beugung und Interferenz bei Mikrowellen-Abbildung nicht-diffus streuender Objekte zu großen Leistungsschwankungen des zurückgestreuten Feldes bei "geringsten" Objektbewegungen führen. Diese Störungen mit einem Dynamikbereich > 20 dB und Frequenzen, die im normalen Straßenverkehr 700 Hz übersteigen können, führen zu einer Einschränkung der Erkennbarkeit der Objekte (Bildflackern /32/, /33/).

In der Radartechnik sind Fluktuationen des Rückstreusignals (Streuquerschnittsänderungen des Objekts) in Abhängigkeit vom Aspektwinkel mit großen Anstrengungen untersucht und Objekte klassifiziert worden (zB. /34/ - /37/), um Vorhersagen über die Entdeckungswahrscheinlichkeit eines Objekts machen zu können.

Diese als Radarsignatur eines (Punkt-) Objekts bezeichnete funktionelle Abhängigkeit des Streuquerschnitts (Gl. (4.1)) vom Aspektwinkel (allgemein: von einem Parameter wie Frequenz, Polarisation usw.) kann bei Mikrowellen - Abbildung nicht als Kenngröße herangezogen werden.

Die Definition des Streuquerschnitts σ (zB. /41/)

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} (4 \pi R^2 \frac{|E_r|^2}{|E_e|^2}) \quad (4.1)$$

mit der Objektentfernung R und der elektrischen Feldstärke E_e der einfallenden Welle am Ort des Streuobjekts und der elektrischen Feldstärke E_r der zurückgestreuten Welle in der Empfangsapertur

bezieht sich wie üblich in der Radartechnik auf ein Objekt, dessen größte Abmessung L kleiner als eine Auflösungszelle $\Delta X, \Delta R$ ist (Punktziel; Bild 4-1a)). Abbildung dagegen bedeutet, daß die Auflösungszelle kleiner als die Objektabmessungen ist (Abschnitt 2.1., S. 4; Bild 4-1b)).

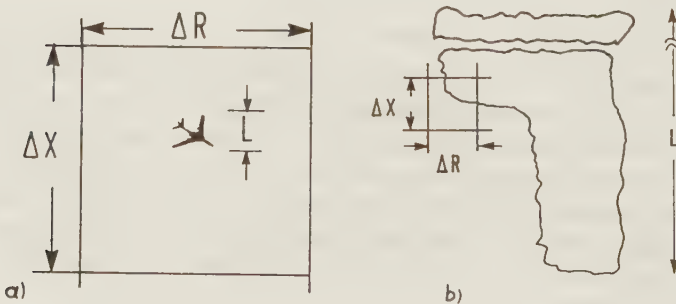


Bild 4-1 Unterschied: Radar und Abbildung (aus /38/)

- a) Radar: $\Delta X \approx \Delta R \gg L$ (Punktziel)
- b) Abbildung: $\Delta X \approx \Delta R < L$

Physikalisch kann dieser "geometrische" Unterschied über die durch die Beleuchtungswelle im Objekt induzierten Ströme /39/ interpretiert werden. Im Fall "Radar" fließen diese Ströme innerhalb der Auflösungszelle, während im Fall "Abbildung" die Ströme den Bereich der Auflösungszelle verlassen bzw. in den Bereich eintreten können. Auch der Versuch, für den Bereich einer einzelnen Auflösungszelle eine Signatur zu definieren, scheitert, da bei Aspektwinkeländerungen das Streufeld durch "andere" Ströme verursacht werden.

Um dennoch Aussagen machen zu können, mit welcher Wahrscheinlichkeit ein Fahrzeug während einer Objektraumabtastung entdeckt wird (Entdeckungswahrscheinlichkeit), muß das Fahrzeug in einzelne durch die Auflösungszelle¹ vorgegebene Bereiche untergliedert werden. Um einen Objektbereich zu entdecken, muß die zurückgestreute Leistungsdichte im Augenblick der Abtastung eine vorgegebene Schwelle S_T überschreiten. Aus den in Kapitel 3.4. beschriebenen Meßreihen (Diagramme 3-18, 3-19, 3-20) lassen sich Entdeckungswahrscheinlichkeiten der durch das Abbildungsfenster vorgegebenen Bereiche unter Berücksichtigung des Aspektwinkels φ herleiten. Die Diagramme 4-2 zeigen die relativen Häufigkeiten der vom Fahrzeug zurückgestreuten Leistung für die Aspektwinkel $\varphi = 90^\circ$, $\varphi = 99^\circ$ und $\varphi = 135^\circ$. Auf der Abszisse sind die Leistungswerte logarithmisch, in 0,5 dB Schritten diskretisiert, aufgetragen, die Ordinate gibt die relative Häufigkeit $H(S_r)$ der Leistungswerte an. Die Normierung wurde so gewählt, daß

$$\int_{-\infty}^{+\infty} H(S_r) dS_r = 1 \quad (4.2)$$

gilt.

Die Wahrscheinlichkeit, daß die zurückgestreute Leistung die Schwelle S_T übersteigt und somit der Fahrzeugbereich entdeckt

¹ Das in Bild 3-3, S. 17 definierte 2-dimensionale Abbildungsfenster gibt die Begrenzungen der 3-dimensionalen Auflösungszelle in Azimut und Elevation an, die Entfernungsauflösung ΔR bestimmt die radiale Begrenzung der Auflösungszelle.

wird, kann über die Beziehung

$$\bar{W} = \int_{S_T}^{+\infty} H(S_T) dS_T \leq 1 \quad (4.3)$$

berechnet werden. Die von der Schwelle S_T abhängige Wahrscheinlichkeitsfunktion ist ebenfalls in den Diagrammen 4-2 angegeben.

Bewegt sich das Fahrzeug, wie in Bild 3-25, S. 55 bereits dargestellt, mit einer Geschwindigkeit von etwa 60 km/h in 20 m Abstand am Abbildungssystem vorbei, so ändert sich der Aspektwinkel von einer Abtastung bis zur nächsten Abtastung (40 ms) um etwa 2° . Deshalb wurde in den Diagrammen 4-3 auch die relativen Häufigkeiten und Entdeckungswahrscheinlichkeiten eines bewegten Fahrzeugs über drei Aspektwinkelbereiche $\varphi = 90^\circ \pm 1^\circ$, $\varphi = 99^\circ \pm 1^\circ$, $\varphi = 135^\circ \pm 1^\circ$ dargestellt. (Die Berechnung erfolgte numerisch aus den abgespeicherten und in den Diagrammen 3-14, 3-15, 3-16 dargestellten Meßreihen mit Hilfe des Tischrechners HP 85.)

Aufgrund der Aspektwinkeländerung ist die Funktion der relativen Häufigkeit über der Leistungsdichte gegenüber der des stehenden Fahrzeugs verbreitert. (Nicht berücksichtigt sind zusätzliche Bewegungen, die durch Nicken und Rollen des Fahrzeugs durch Fahrbahnunebenheiten hervorgerufen werden.) Wegen der Verbreiterung sinkt die Entdeckungswahrscheinlichkeit des bewegten Fahrzeugs bei den Aspektwinkelbereichen um 90° (Diagramme 4-2a), 4-3a)) und 135° (Diagramme 4-2c), 4-3c)), während bei einem Aspektwinkelbereich um 99° , wo "schwache" Signalpegel vorherrschen, die Entdeckungswahrscheinlichkeit steigt (Diagramme 4-2b), 4-3b)).

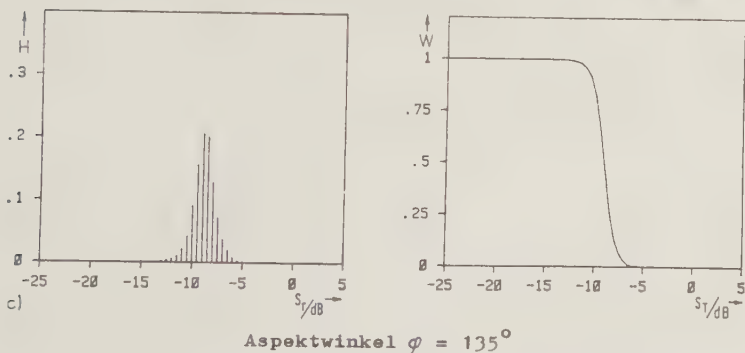
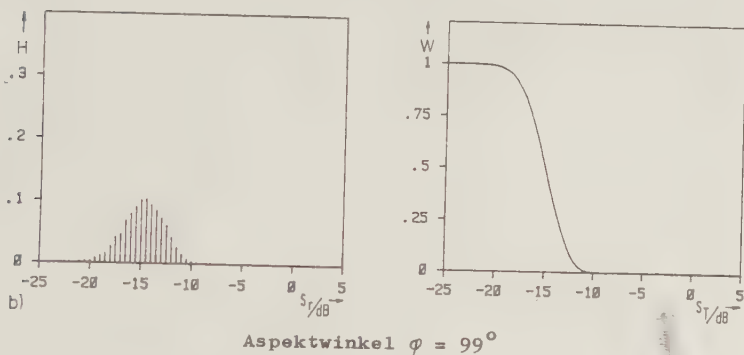
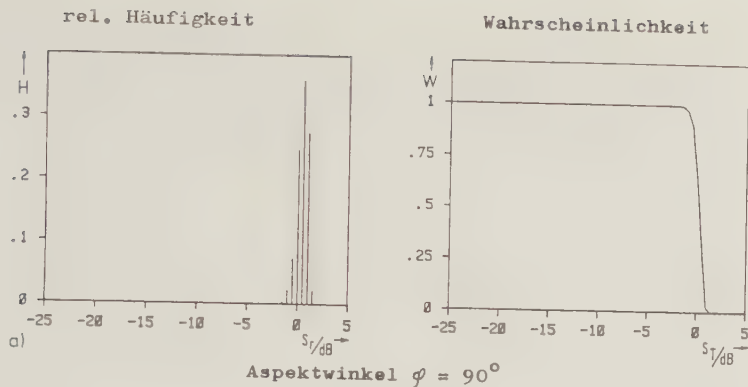


Bild 4-2 Relative Häufigkeit und Entdeckungswahrscheinlichkeit eines stehenden Fahrzeugs bei verschiedenen Aspektwinkeln

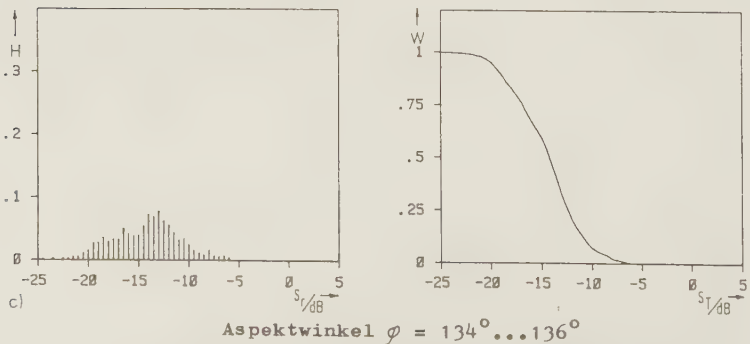
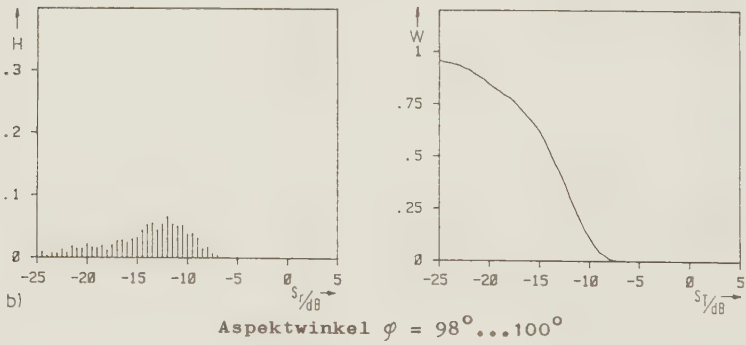
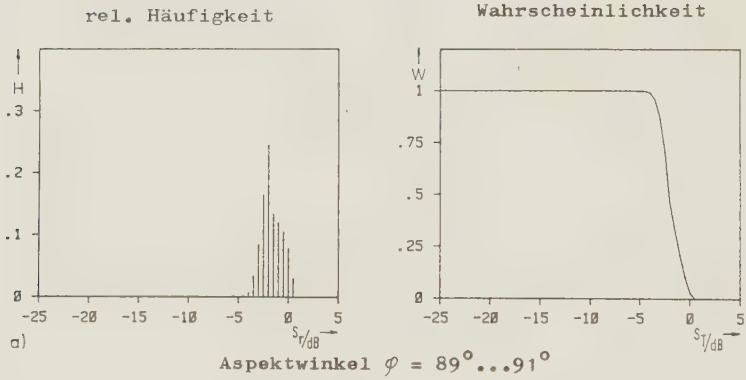


Bild 4-3 Relative Häufigkeit und Entdeckungswahrscheinlichkeit eines fahrenden Pkws bei verschiedenen Aspektwinkelbereichen

4.2. Störung durch Blendung und Wegspiegelung

In Kapitel 3.2. wurde an einem ebenen Spiegel gezeigt, daß ebene Flächen nur dann ein genügend starkes Rückstreuungssignal liefern, wenn ihre Flächennormalen um weniger als 5° vom Radialvektor Ziel - Abbildungssystem abweichen. Weist die Flächennormale direkt zum Abbildungssystem, so wird die Beleuchtungswelle gemäß den Gesetzen der Strahlenoptik /5/ direkt zur Empfangsantenne reflektiert. Die dadurch hervorgerufene hohe Empfangsfeldstärke kann zu vier unterschiedlichen Störungen führen:

- a) Durch die endliche Nachbarkanalselektion der Entfernungsfiler /13/ liefert das starke Echosignal nicht nur im zugehörigen Entfernungskanal ein Bildsignal, sondern es werden auch benachbarte Radialkanäle angesprochen (radiale Bildverzerrung).
- b) Über die Antennennebenkeulen kann noch ein detektierbares Echo empfangen werden und gelangt ebenfalls zur Anzeige (azimutale Bildverzerrung).
- c) Die automatische Verstärkungsregelung des Empfängers /15/ spricht an und ein evtl. vorhandenes Objekt im Vordergrund, das ein schwaches Echo liefert, wird unterdrückt und damit unsichtbar (zB. Fußgänger vor der Seitenfläche eines Fahrzeugs).
- d) Der Videoteil des Empfängers wird übersteuert. Wegen der nichtlinearen Begrenzungsverzerrungen werden höhere harmonische Frequenzen und somit Bildsignale erzeugt, die Ziele vortäuschen (Geisterziele).

Blendsituationen sind auf schmale Aspektwinkelbereiche ($\pm 1^\circ$) beschränkt und treten deshalb selten und meist nur kurzzeitig auf.

Weist andererseits die Normale einer ebenen Fläche einen Winkel zum Radialvektor auf, der größer als 5° ist, so wird die Beleuchtungswelle nicht zum Abbildungssystem zurückgespiegelt. Ein Echosignal kann deshalb nicht detektiert werden und liefert somit auch kein Bildsignal. Diese Fläche ist "unsichtbar".

Die Auswirkungen einer derartigen Störung sollen anhand einer Verkehrssituation (Bild 4-4) verdeutlicht werden.

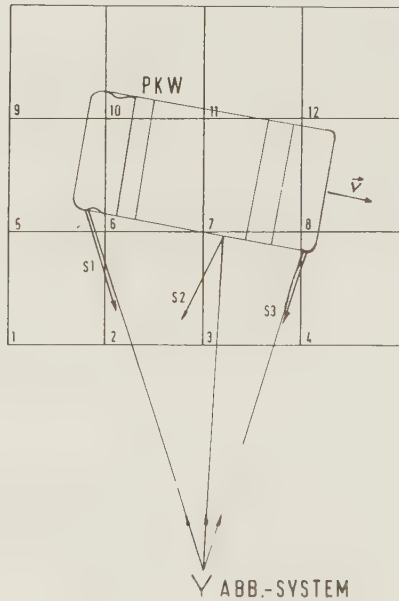


Bild 4-4 Schematische Darstellung einer Verkehrssituation zur Erläuterung der Störung "Wegspiegelung"

Ein Fahrzeug bewegt sich mit einer Geschwindigkeit $\vec{v}$ durch den Objektraum und befindet sich zum Zeitpunkt der Abtastung in den Auflösungszellen 1 bis 12. Die Strahlen S1 und S3 werden von Radkasten und Stoßstange zum Abbildungssystem zurückreflektiert, Strahl S2 wird von der glatten, nahezu ebenen Seitenfläche weggespiegelt. Das Objekt erzeugt also in dieser Stellung ein Bildsignal bei Auflösungszelle 4 und 5. Nur durch a-priori Wissen, kann ein Zusammenhang zwischen den

beiden Auflösungszellen erkannt und die Bildsignale als zu einem Objekt gehörig identifiziert werden. Diese Erkenntnis verhindert Signalverarbeitungskonzepte, die einen Vergleich benachbarter Auflösungszellen verwenden.

4.3. Störung durch Mehrfachspiegelung

Mehrwegeausbreitung eines Radarstrahls wurde insbesondere bei Zielverfolgungssystemen /41/ an tief fliegenden Objekten (zB. ferngesteuerte Raketen, Flugzeuge) untersucht (zB. /42/). Durch den Strahlweg "Radar - Ziel - Erd-/Wasseroberfläche - Radar" wird sowohl die Höhe eines Objekts als auch seine Entfernung zum Radarsystem falsch dargestellt /43/, /44/. Durch Bahnverfolgung und der Vorgabe, daß sich nur ein Ziel im Radarbereich befinden darf, wird die Erkennung von tatsächlichem Ziel und (meist instabilen) vorgetäuschten Zielen erheblich vereinfacht /45/.

Bei dem vorgegebenen mehrzielfähigen Abbildungssystem tritt eine Mehrfachspiegelung dann störend in Erscheinung, wenn Flächen so angeordnet sind, daß ein Strahl über mehrfache Reflexionen an den Flächen zurück zum Abbildungssystem gelangt und ein in Azimut und Entfernung fehlerhaftes Bildsignal erzeugt.

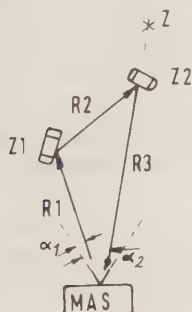


Bild 4-5 Mehrfachspiegelung

In der in Bild 4-5 dargestellten Situation trifft die Beleuchtungswelle auf ein Fahrzeug Z1, das sich in einer Entfernung R_1 vom Mikrowellen - Abbildungssystem (MAS) und einem Azimutwinkel α_1 befindet. Die Seitenfläche des Fahrzeugs spiegelt den einfallenden Strahl zu einem im Abstand R_2 befindlichen Fahrzeug Z2. Dieses Ziel Z2 reflektiert den Strahl zum Abbildungssystem, wo er unter einem Winkel α_2 detektiert wird und ein Geisterziel Z vortäuscht. Bei ungünstiger Stellung eines Objekts zum Abbildungssystem kann auch das Abbildungssystem (Seitenfläche des Transportbusses) als Reflektor wirken. Durch Doppelreflexion wird der Signalweg zweimal durchlaufen und das Ziel zusätzlich in doppelter Entfernung abgebildet.

Die Entfernungsbestimmung eines Ziels erfolgt nach dem FM/CW-Radarprinzip durch Frequenzvergleich des laufzeitverzögerten Empfangssignals mit einem Referenzsignal (= Sendesignal) /46/ (Bild 4-6).

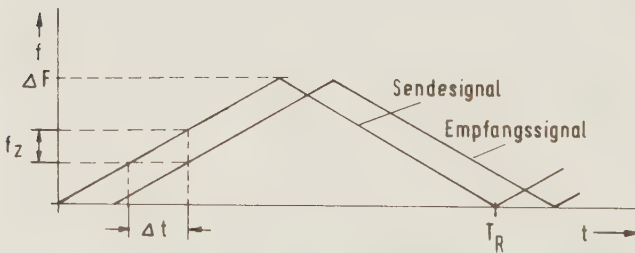


Bild 4-6 Zur Erläuterung des FM/CW - Radarprinzips und Definition der Formelzeichen

Während der Laufzeit Δt des Signals vom Abbildungssystem zum Ziel in einer Entfernung R und zurück zum Empfänger des Abbildungssystems hat sich das Sendesignal um die Differenzfrequenz f_z verschoben. Diese Differenzfrequenz berechnet

sich aus dem Frequenzhub ΔF , der Signallaufzeit Δt und der Periodendauer der Dreiecksmodulation T_R zu

$$f_z = \frac{2 \Delta F}{T_R} \cdot \frac{2 R}{c_0} \quad , \quad (4.4)$$

wobei c_0 die Freiraum Lichtgeschwindigkeit bedeutet.

Das auf diese Frequenz f_z abgestimmte Entfernungsfiler des Spektralanalysators erzeugt ein Bildsignal in dem zugehörigen Radialkanal.

In der in Bild 4-5 dargestellten Verkehrssituation legt das Signal den Weg: Abbildungssystem - Ziel Z1 - Ziel Z2 - Abbildungssystem zurück und erzeugt somit die Differenzfrequenz f_z'

$$f_z' = \frac{2 \Delta F}{T_R} \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_3}{c_0} \quad . \quad (4.5)$$

Das Signal wird aus der Azimutrichtung α_2 kommend detektiert und der Frequenz f_z' wird die Entfernung $R' = (R_1 + R_2 + R_3)/2$ zugeordnet und somit ein fehlerhaftes Bildsignal Z erzeugt.

Damit diese Art von Mehrfachspiegelung auftritt, ist eine genaue azimutale Ausrichtung beider Objekte Z1, Z2 nötig. Diese Störung ist deshalb instabil und von kurzer Dauer. Häufiger tritt eine Mehrfachspiegelung an einem stark strukturierten Objekt wie zB. Unterseite eines Lkws auf. Das gesendete Signal wird von den Fahrzeugteilen hin und her reflektiert und gelangt über mehrere Wege zum Abbildungssystem zurück. Das Objekt wird in mehreren, meist benachbarten Radial- und Azimutalzellen detektiert, was zu einer Bildverzerrung führt. Die Instabilität der Signalwege verursacht noch zusätzliches Bildflackern.

5. KONZEPTION EINER SCHNELLEN SIGNALVERARBEITUNG

Ziel dieses Kapitels ist der Entwurf einer Signalverarbeitung, wodurch die Auswirkung von Störungen im Objektraum beseitigt oder zumindest verringert werden und das auf einem Monitor erzeugte Mikrowellenbild ein "verständlicheres" Abbild der Objektszene darstellt. Dabei wurde besonders berücksichtigt, daß bei Integration der Signalverarbeitung in das Mikrowellen - Abbildungssystem dessen Echtzeitfähigkeit (Abschnitt 2.2., S. 5) nicht verloren geht.

5.1. Herleitung des Zielsignals

5.1.1. Die Bildebene

Der (3-dimensionale) Objektraum wird mit einem Fächerstrahl ausgeleuchtet (Abschnitt 2.3., S. 7). Dadurch wird aus dem Objektraum eine (2-dimensionale) Objektebene herausgeschnitten, deren seitliche Begrenzungen durch die Azimutcharakteristik der Sendeantenne auf $\pm 30^\circ$ festgelegt sind. Die Entfernungsbestimmung erfolgt nach dem FM/CW - Radar - Prinzip. Die Begrenzungen der Objektebene in der Entfernung sind durch Frequenzmodulation und durch das Filterbanksystem zur Analyse des Ortungsspektrums (S. 8) von 5 m bis 95 m vorgegeben. Dieser Entfernungsbereich wird durch 48 Filterkanäle in 48 diskrete Radialzellen eingeteilt. In Azimutrichtung erhält man wegen der zeitlichen Verkopplung von Entfernungsbestimmung und Objektraum-Abtastung (Abschnitt 2.3., S. 9) eine Einteilung der Objektebene in 64 Azimutzellen. Die betrachtete Objektebene ist somit matrixförmig in 48 Radialzellen x 64 Azimutzellen = 3072 Abbildungszellen aufgeteilt. Jeder Abbildungszelle wird (zunächst fiktiv) ein Bildelement zugeordnet, welches die Information aus der abgetasteten Abbildungszelle der Objektebene beinhaltet. Die Summe aller Bildelemente ergibt die Bildebene (Bild 5-1). Die gesamte Information der Bildebene aus einer Abtastperiode wird als Bild bezeichnet.

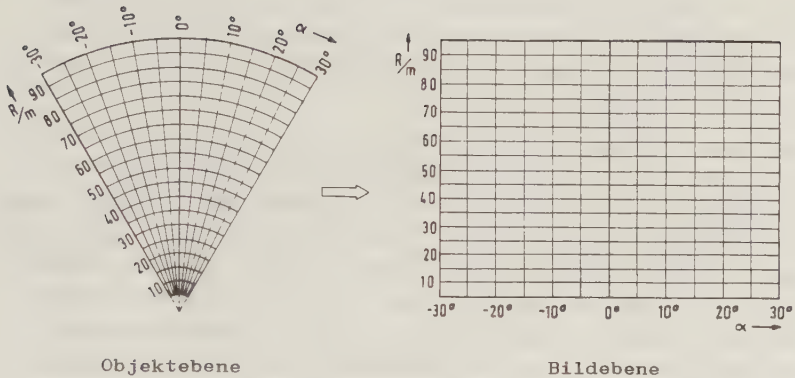


Bild 5-1 Darstellung von Kurven konstanter Entfernung R und Azimut α zur Erläuterung von Objektebene und Bildebene

Entsprechend der Zuordnung der Bildelemente zu den einzelnen Abbildungszellen der matrixförmig gegliederten Objektebene wird auch die Bildebene matrixförmig eingeteilt und jedem Bildelement eine Nummer (Adresse) zugewiesen. Die Bildelement - Adresse setzt sich aus zwei Zahlen zusammen. Die erste Zahl gibt die Azimutposition an, die zweite Zahl gibt die Entfernungsposition an. Diese Adreßzuweisung ist in Bild 5-2 verdeutlicht.

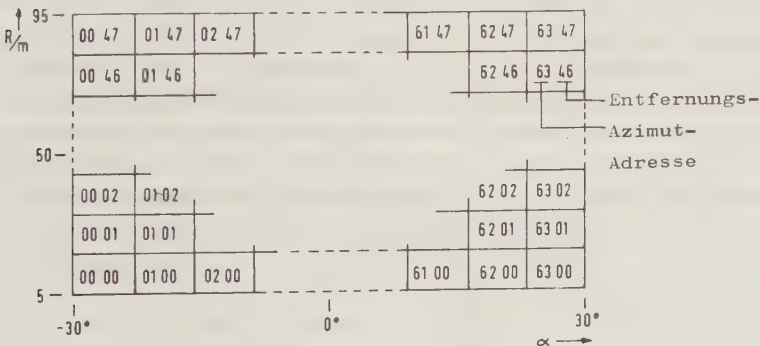


Bild 5-2 Adressierung der Bildelemente

5.1.2. Gewinnung der Bildinformation

Die in einem Bild enthaltene Information setzt sich aus den Inhalten der einzelnen Bildelemente zusammen. Deshalb soll zunächst die Entstehung der Information in einem Bildelement betrachtet werden.

Der Sender erzeugt eine Signalleistung P_S , die über eine Sendeanenne mit dem Gewinn G_s abgestrahlt wird. Die abgestrahlte elektromagnetische Welle breitet sich durch die Atmosphäre aus und trifft in einer Entfernung R auf ein Objekt. Die atmosphärischen Dämpfungsverluste werden wegen des Einsatzes des Abbildungssystems im Nahbereich mit einer maximalen Entfernung von 95 m vernachlässigt. Somit ist nur die Ausbreitungsdämpfung mit einer Entfernungsabhängigkeit von R^{-2} /40/ wirksam. Die Leistungsdichte S_{obj} am Ort des Objekts kann nach folgender Gleichung bestimmt werden:

$$S_{obj} = \frac{P_S \cdot G_s}{4 \pi R^2} \quad (5.1)$$

Die vom Objekt reflektierte Leistung P_r wird in der Radartechnik mit einem Streuquerschnitt σ des Objekts beschrieben (Gl. (4.1), S. 58). Die dort gemachten Voraussetzungen, nämlich daß das Objekt als Punktziel im Fernfeld ($R \rightarrow \infty$) betrachtet werden kann, sind im Abbildungsfall nicht erfüllt. Vielmehr muß hier das Objekt in durch die Abbildungszellen vorgegebenen Bereiche eingeteilt werden und jeder einzelne Bereich (im weiteren auch als Ziel bezeichnet) ist gesondert zu betrachten. Ist das Objekt beispielsweise ein Fahrzeug, so kann das Ziel in einer Abbildungszelle eine ebene, spiegelnde Fläche und in einer benachbarten Zelle in einem anderen Extremfall eine nahezu isotrop streuende Kante sein. Eine spiegelnde Fläche lenkt den einfallenden Strahl entsprechend den Gesetzen der Strahlenoptik um. Die von der Empfangsantenne mit dem Gewinn G_e aufgenommene Empfangsleistung P_E beträgt dann

$$P_{E_{max}} = \frac{P_S \cdot G_s \cdot G_e \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi \cdot 2 \cdot R)^2} \quad (5.2a)$$

wenn der Strahl genau zur Empfangsantenne zurückgespiegelt wird, bzw.

$$P_{Emin} = 0, \quad (5.2b)$$

wenn der Strahl weggespiegelt wird (λ ist die Freiraum - Wellenlänge).

Eine diffus streuende Kante reflektiert einen Teil der Leistung zur Empfangsantenne zurück. Das Rückstreuvermögen soll in Anlehnung an den in der Radartechnik gebräuchlichen Streuquerschnitt σ mit $\bar{\sigma}$ bezeichnet werden. Die reflektierte Leistung P_r läßt sich damit zu

$$P_r = S_{obj} \cdot \bar{\sigma} \quad (5.3)$$

angeben. Die Leistung am Empfängereingang errechnet sich zu

$$P_E = P_r \frac{G_e \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi \cdot R)^2} \quad (5.4)$$

Setzt man Gleichung (5.1) und (5.3) in die obige Gleichung (5.4) ein, so läßt sich die Empfangsleistung P_E durch

$$P_E = \frac{P_s \cdot G_s \cdot G_e \cdot \lambda^2 \cdot \bar{\sigma}}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R^4} \quad (5.5)$$

berechnen. Diese Gleichung (5.5) stimmt formal mit der bekannten "Radargleichung" (zB. /1/) überein.

Im realen Einsatz des Abbildungssystems treten Spiegelung mit einer Entfernungsabhängigkeit R^{-2} und Streuung mit einer Entfernungsabhängigkeit R^{-4} gemeinsam auf und sind im Empfangssignal nicht unterscheidbar. Erschwerend kommt noch hinzu, daß alle Objekte (auch Festziele, wie in Kapitel 3.4. nachgewiesen wurde) Bewegungen ausführen, die eine Änderung des Aspektwinkels bewirken. Dadurch verändert sich auch der durch die Abbildungszelle gekennzeichnete Objektbereich und somit das Rückstreuvermögen $\bar{\sigma}$. Das Rückstreuvermögen ist also zeitabhängig. Ein Zusammenhang zwischen Sendeleistung

und Empfangsleistung kann durch folgende Gleichung angegeben werden

$$P_E = \frac{P_S \cdot G_s \cdot G_e \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi \cdot 2 \cdot R)^2} \bar{k}(\text{Ziel}, t) + \frac{P_S \cdot G_s \cdot G_e \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot R^4} \bar{\sigma}(\text{Ziel}, t), \quad (5.6)$$

wobei der Faktor $\bar{k}$ den spiegelnden Anteil des Ziels bestimmt.

Der Begriff "Streuquerschnitt" eines Ziels, wie er in der Radartechnik üblich ist, kann bei Mikrowellen - Abbildung aus den oben beschriebenen Gründen nicht angegeben werden.

In einem Pegelplan (Bild 5-3) sind beide Extremfälle für spiegelndes Ziel (Kurve P_1) und streuendes Ziel ($\bar{\sigma} = 1$; Kurve P_2) in 100 m Entfernung eingezeichnet. (Der Übersichtlichkeit wegen sind Sendeweg und Empfangsweg getrennt dargestellt.) Die eingezeichneten Zahlenwerte beziehen sich auf das verwendete Abbildungssystem.

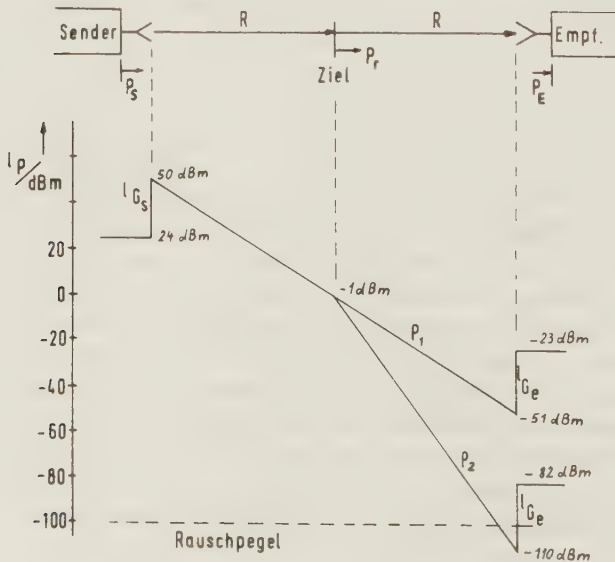


Bild 5-3 Pegelplan (P_1 spiegelndes Ziel,
 P_2 streuendes Ziel)

Der Eingangspegel des Empfängers ist nach unten durch den Rauschpegel (≈ -100 dBm) und nach oben durch die Übersteuerungsgrenze des Videoverstärkers bestimmt und wird in /15/ zu -58 dBm angegeben. Das Eingangssignal wird in das Basisband (16 kHz ... 304 kHz) umgesetzt und steht am Videoausgang des Empfängers mit einem Pegel von -40 dBm bis 0 dBm zur Spektralanalyse zur Verfügung.

Als Spektralanalysator wird ein Filterbanksystem mit 48 parallelen Kanälen eingesetzt. Entsprechend der "Zielfrequenz" wird das Signal im zugehörigen Entfernungsfiler verstärkt und mit einer Diode gleichgerichtet. Da der Arbeitspunkt der Diode im quadratischen Teil ihrer Kennlinie liegt, ist die Ausgangsspannung u_F des Filters proportional zur Leistung des empfangenen Signals. Die Dynamik am Filterausgang umfaßt einen auswertbaren Bereich von 12 dB.

Obwohl die Entfernungsabhängigkeit des Rückstreusignals objektbezogen ist, wurde die Verstärkungscharakteristik des Filterbanksystems so abgeglichen, daß die Entfernungsabhängigkeit für ein Testobjekt kompensiert ist. Als Testobjekt wurde ein Tripelspiegel mit 20 cm Kantenlänge verwendet. Der Vorteil dieses Testobjekts liegt in der Indifferenz gegenüber Aspektwinkeländerungen in einem Bereich von etwa $\pm 20^\circ$ /53/. Der Tripelspiegel wurde in der Entfernung in 5 m - Schritten variiert und die am Empfängerenausgang ermittelte Leistung in Diagramm 5-4 über der Entfernung R logarithmisch aufgetragen. Nach dieser "Eichkurve" wurde die Verstärkung der einzelnen Filterkanäle eingestellt, so daß zumindest für dieses Testobjekt die Filterausgangsspannung u_F unabhängig von der Entfernung des Testobjekts ist. Der im Diagramm 5-4 bei -3 dBm erkennbare Wendepunkt der Kurve deutet auf den Einsatz der Verstärkungsregelung im Empfänger hin.

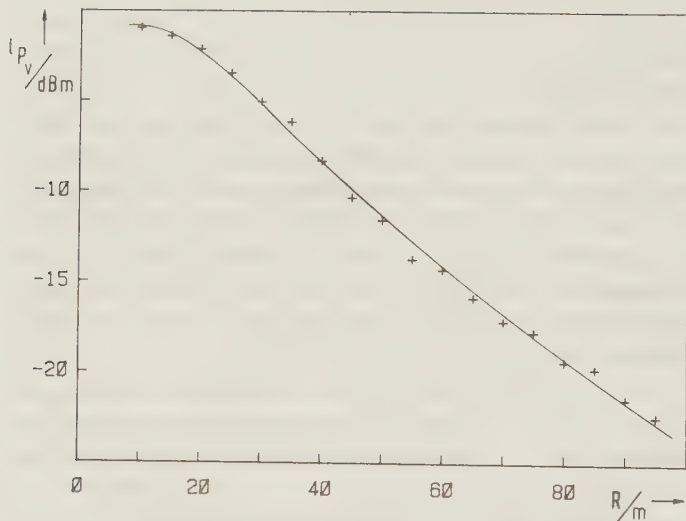


Bild 5-4 Entfernungabhängigkeit des Rückstreusignals eines Testobjekts (Tripelspiegel)

Die parallel gewonnenen Ausgangsamplituden u_{Fi} der Filterkanäle werden seriell während einer Frequenzmodulationsperiode ($625 \mu s$) abgefragt und verstärkt. Da jedem Filterkanal eine Radialzelle zugeordnet wurde und für jede Azimutzelle die Abfrage der Filterkanäle durchgeführt wird, entspricht jeder Abfragewert der Information eines Bildelements. Nach einer Abtastperiode von 40 ms wurden sämtliche Bildelemente genau einmal angesprochen und die gesamte Information und damit das Bild erneuert (Bilderneuerungszeit $\tau_e = 40 \text{ ms}$).

Als Zielsignal wird die durch die serielle Abfrage der Amplitudenwerte der Radialkanäle gewonnene Spannung $u_z(t)$ bezeichnet. Die darin enthaltenen Zielinformationen aus der Objektebene sollen mit einer schnellen Signalverarbeitung von Störungen bereinigt auf einem Monitor angezeigt werden.

5.2. Prinzipien zur Störunterdrückung

Um Störungen als solche zu erkennen, müssen mindestens zwei (besser mehrere) Bilder miteinander verglichen werden. Um mit dem hier verwendeten Abbildungssystem (Kapitel 2.3.) n Bilder zu gewinnen (mit n der Anzahl der Bilder) muß die Objektebene n mal abgetastet werden. Die Darstellung der Information würde sich um n mal der Bilderneuerungszeit verzögern und die Echtzeitfähigkeit des Abbildungssystems wäre stark eingeschränkt.

Um den Anforderungen für einen Einsatz im Straßenverkehr gerecht zu werden, müssen also Kriterien und Kompromisse gefunden werden, die zwar n Bilder für die Darstellung eines Mikrowellenbildes ausnutzen, aber trotzdem Bewegungsabläufe so schnell wiedergeben können, daß die Echtzeitbedingung (Definition S. 5) erfüllt wird.

5.2.1. Vergangenheitsbewertung

Die Forderung nach Echtzeit verlangt, daß Bewegungsabläufe in der Objektebene so schnell als Mikrowellenbilder wiedergegeben werden, damit ein Beobachter steuernd in diese Bewegungsabläufe eingreifen kann. Ein entdecktes Ziel muß deshalb mit geringst möglichem Zeitverzug auf einem Monitor zur Anzeige gebracht werden. Um das im "Rohdaten - Bild" störende Flackern, das -wie in Kapitel 3 nachgewiesen wurde- auf Beugungs- und Interferenzeffekte zurückgeführt werden kann, zu vermindern, wird ein entdecktes Ziel über einen Zeitraum von n Bildern (wobei die Anzahl der Bilder n noch festzulegen ist) dargestellt, auch wenn im aktuellen Bild die Zielinformation fehlt ("Schwungrad"). Mit dieser Maßnahme setzt sich das Mikrowellenbild aus dem aktuellen Bild plus n Vergangenheitsbildern zusammen.

Ein praktisches Beispiel soll die Verminderung der Flackerstörungen durch Vergangenheitsbewertung veranschaulichen. In Diagramm 3-19 (S. 43) wurde das Rückstreuverhalten eines stehenden Fahrzeugs unter einem Aspektwinkel von $\varphi = 135^\circ$ untersucht und im Rahmen der Betrachtungen über Beugungs- und

Interferenzstörungen eine Entdeckungswahrscheinlichkeit (Bild 4-2, S. 61) hergeleitet. Unter der Annahme, daß die Objektebene abgetastet wird und sich nur dieses eine Festziel im Objektraum befindet, erhält man ein Zielsignal $u_z(t)$, das in Diagramm 5-5a) auf den Maximalwert $u_{z\max}$ normiert dargestellt ist. Nimmt man (zunächst willkürlich) eine Entdeckungsschwelle u_T bei 0,16 an - dies entspricht in Bild 4-2 einer Schwelle $S_T \approx -8 \text{ dB}$ -, so beträgt die Entdeckungswahrscheinlichkeit 20%. In Bild 5-5b) kann anschaulich über 50 Bilder (entsprechend 2 Sekunden Betrachtungszeit) das Flackern des Bildes verfolgt werden. (Die Integrationsfähigkeit des Auges - Flimmergrenze 40 ms - wurde bereits berücksichtigt.) Mit Vergangenheitsbewertung über $n = 10$ Bilder wird das Bildelement nach letztmaliger Entdeckung des Ziels noch für 400 ms angezeigt. Die Wahrscheinlichkeit, daß während dieser Zeit das Festziel erneut detektiert werden kann, steigt auf 89%. Wie Bild 5-5c) anschaulich zeigt, ist das Ziel mit Vergangenheitsbewertung nahezu flackerfrei zu sehen.

Bewegte Fahrzeuge hinterlassen auf dem Monitorbild eine Spur, deren Länge von der Geschwindigkeit des Fahrzeugs und der Anzahl der dargestellten, vergangenen Bildern abhängt. Das Fahrzeug selbst wird am Beginn der Spur abgebildet.

Eine Zeitbetrachtung soll die Eignung der Maßnahme "Vergangenheitsbewertung" bezüglich Echtzeit bestätigen. Für ein Ziel in einer (maximalen) Entfernung von 100 m beträgt die Signallaufzeit $0,67 \mu\text{s}$. Diese Zeit kann gegenüber der Einschwingzeit der Entfernungsfiler und deren Abtastung (Filterzeit $\tau_f = 625 \mu\text{s}$) vernachlässigt werden. Eine Bildverzögerungszeit τ_v durch Signalverarbeitung ist nicht vorhanden, da ein entdecktes Ziel sofort zur Anzeige gelangt. Der gesamte Zeitverzug zwischen physikalischem Geschehen und der Darstellung auf dem Monitor (Bildaufbauzeit τ_a) setzt sich aus der Bilderneuerungszeit $\tau_e = 40 \text{ ms}$, der Filterzeit $\tau_f = 625 \mu\text{s}$ und der Bildausgabezeit auf dem Monitor $\tau_m = 20 \text{ ms}$ zusammen und beträgt

$$\tau_a = \tau_e + \tau_f + \tau_m = 60,624 \text{ ms} . \quad (5.7)$$

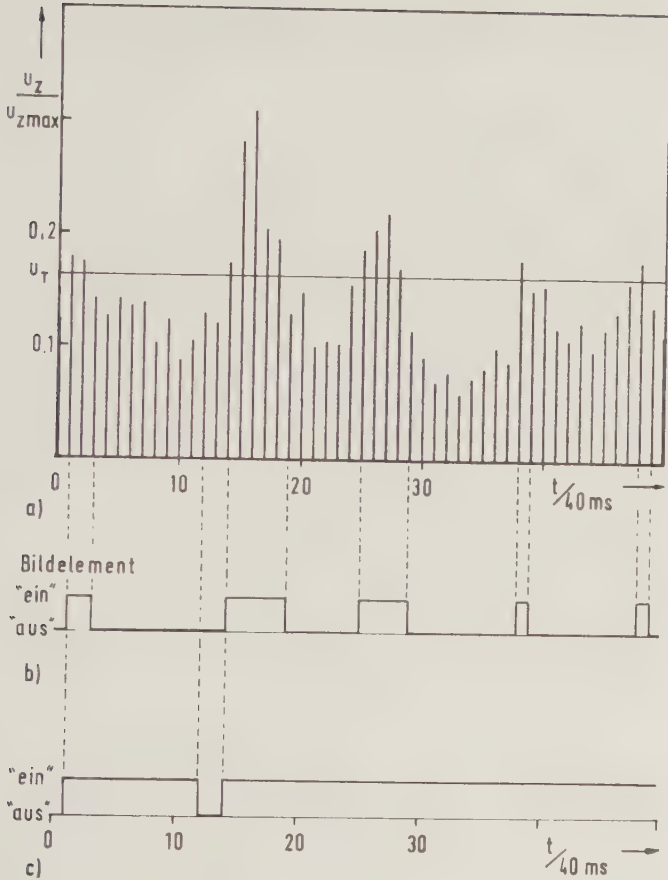


Bild 5-5 Wirkungsweise der Vergangenheitsbewertung

- a) Zielsignal eines Festzieles
- b) Anzeige des Bildelements ohne Vergangenheitsbewertung
- c) Anzeige des Bildelements mit Vergangenheitsbewertung über 10 Bilder ($n = 10$)

Während dieser Zeit bewegt sich ein mit 50 km/h fahrendes Auto um 0,9 m weiter. Diese Entfernung entspricht der Ausdehnung einer halben Abbildungszelle in radialer Richtung.

5.2.2. Zukunftsbewertung

Vorgetäuschte Ziele (Geisterziele), die durch Blendung oder Mehrfachspiegelung entstehen (Abschnitt 4.2., 4.3.), treten wegen der Instabilität des Signals meistens nur kurzzeitig auf. Ebenso täuscht Rauschen des Abbildungssystems stochastisch Ziele vor und zwar um so häufiger, je empfindlicher die Entdeckungsschwelle S_T (Kapitel 4.1.) eingestellt ist.

Kurzzeitige Geisterziele lassen sich dann wirkungsvoll unterdrücken, wenn in einem Mikrowellenbild 1 nur die Bildelemente angezeigt werden, die auch im nächsten (zukünftigen) Mikrowellenbild 2 eine Objektinformation enthalten. Aus Kausalitätsgründen /47/ muß dazu das Mikrowellenbild 1 um ein Zeitintervall $\tau_e = 40$ ms verzögert werden. Ein Ziel wird dann als reales Ziel erstmalig dargestellt, wenn es mindestens in zwei aufeinanderfolgenden Bildern detektiert wird. Die Signalverarbeitungszeit τ_v wird wegen dieser Zukunftsbewertung gleich einer Bilderneuerungszeit τ_e . Die Bildaufbauzeit verlängert sich deshalb auf

$$\tau_a = 2 \cdot \tau_e + \tau_f + \tau_m = 100,6 \text{ ms} . \quad (5.8)$$

Die Zukunftsbewertung schränkt die Echtzeitfähigkeit ein. Nimmt man als Beispiel wieder ein Fahrzeug mit einer Geschwindigkeit von 50 km/h an, so hat es zum Zeitpunkt der Darstellung einen Weg von 1,4 m zurückgelegt. Für Stadtverkehr mit den dort üblichen Geschwindigkeiten wird das Abbildungssystem den Echtzeitforderungen noch gerecht, für schnell fließenden Verkehr (Autobahnen u. ä.) sollte eine Zukunftsbewertung zugunsten der Echtzeit vermieden werden.

5.2.3. Maximalwerterkennung

Ein Objekt in einer Entfernung R erzeugt nach Gleichung (4.4) (S. 67) ein Ortungsspektrum mit einer zur Entfernung proportionalen Frequenz f_z . Blendstörungen (Abschnitt 4.2.) erzeugen außer in dem auf diese Frequenz f_z abgestimmten Entfernungsfiler auch in benachbarten Filterkanälen ein Zielsignal. Ferner verursachen Linearitätsabweichungen des frequenzmodulierten Sendesignals eine Verbreiterung des Ortungsspektrums, wodurch ebenfalls mehrere benachbarte Filterkanäle angesprochen werden können. Die Objektinformation wird wegen dieser Störungen über mehrere Bildelemente radial verzerrt dargestellt. Da die Ausgangsspannung des zur Objektentfernung zugeordneten Filters im allgemeinen größer als die Spannungen der Nachbarfilter ist, läßt sich eine radiale Bildverzerrung dadurch vermeiden, wenn dieses Maximum erkannt und nur dieser Amplitudenwert weiter verarbeitet wird.

Die Filterkanäle werden seriell abgetastet. Dadurch entsteht eine zeitdiskrete, treppenförmige Zielspannung $u_z(t)$. In Bild 5-6a) ist ein Ausschnitt über 10 Kanäle dargestellt, in dem zwei Objekte mit derselben Azimutposition in Kanal 18 und Kanal 23 ein Zielsignal hervorrufen sollen. Durch die oben genannten Störeinflüsse treten Zielinformationen des ersten Objekts von Kanal 16 bis Kanal 20 und des zweiten Objekts in Kanal 23 und Kanal 24 auf. Durch Anheben der Entdeckungsschwelle u_T kann zwar das Maximum M1 in Kanal 18 gefunden werden, gleichzeitig würde jedoch das zweite Objekt - angezeigt durch das Maximum M2 in Kanal 23 - unterdrückt werden. Durch Differentiation der Zielspannung $du_z(t)/dt$ werden positive bzw. negative Impulse erzeugt (Bild 5-6b)). Ein Maximum der Zielspannung $u_z(t)$ wird durch mindestens einen positiven Impuls angekündigt. Der stufenförmige Anstieg der Zielspannung zum Maximum M1 wird durch die Impulse I1, I2 und I3 gekennzeichnet. Der erste negative Impuls I4 zeigt die abfallende Flanke der Zielspannung und somit das Überschreiten des Maximalwertes an. Das zweite Maximum M2 wird durch den positiven Impuls I7 angekündigt und mit dem nächsten negativen Impuls I8 erkannt.

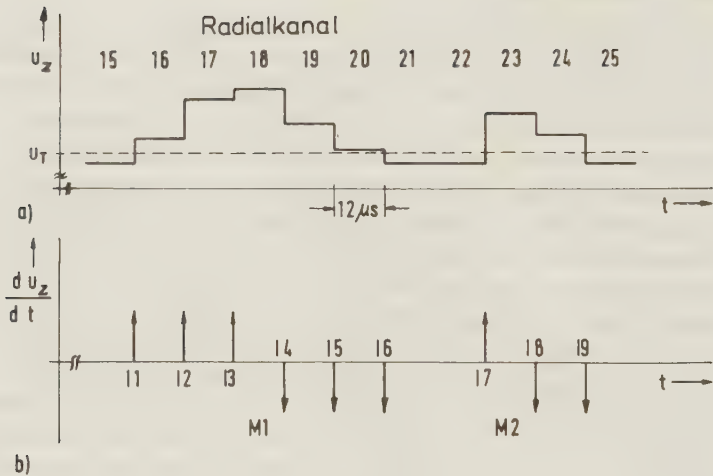


Bild 5-6 Maximalwerterkennung

- a) Zielspannung
- b) differenzierte Zielspannung

Durch Maximalwertdarstellung wird nur die Zielspannung ausgewertet, die zwischen einem positiven Impuls und einem negativen Impuls liegt. In dem beschriebenen Beispiel werden demnach nur die Zielsignale von Kanal 18 und Kanal 23 weiterverarbeitet und angezeigt, während die Signale der Kanäle 16, 17, 19, 20 und 24 unterdrückt werden.

Die Maximalwerterkennung kann gleichzeitig mit der Parallel/Serien - Umsetzung erfolgen. Da der negative Impuls, der das Überschreiten eines Maximalwertes anzeigt, als Kennung für das Maximum verwendet wird, verzögert sich die Auswertung des Zielsignals um eine Schaltperiode von $12 \mu s$ (Abschnitt 6.6.). Diese Verzögerungszeit ist gegenüber der Einschwingzeit der Filter ($\tau_f = 625 \mu s$) vernachlässigbar.

5.3. Zusätzliche Maßnahmen zur Verbesserung des Mikrowellenbildes

5.3.1. Dynamikerkennung

Die bisherigen Überlegungen zur Störunterdrückung gingen von der binären Entscheidung aus, ob in einem Bildelement eine Objektinformation vorliegt oder nicht. Wie aus Meßkampagnen /31/ und Untersuchungen am Fahrzeug (zB. Kapitel 3.4.) hervorging, kann aus dem zeitlichen Mittelwert der vom Objekt zurückgestreuten Leistung zusammen mit anderen Kenntnissen (zB. Länge der Spur, Konstanz in einer Abbildungszelle) durchaus Rückschlüsse auf das Objekt gezogen werden (Betrachtungsrichtung eines Fahrzeugs, Person - Fahrzeug usw.). Es erscheint daher sinnvoll, eine Dynamikinformation in die Bilddarstellung mit einzubeziehen. Eine quantitative Dynamikaussage kann allerdings aus folgenden Gründen nicht erreicht werden.

Wie aus Gleichung (5.6), S. 72 hervorgeht, ist die Entfernungsabhängigkeit des Rückstreusignals auch vom Objekt selbst abhängig und im Abbildungssystem nur für ein Testobjekt kompensiert. Ein Objekt mit einer vom Testobjekt abweichenden Entfernungsabhängigkeit des Rückstreusignals liefert unter demselben Aspektwinkel in verschiedenen Entfernungen unterschiedliche Dynamikinformationen.

Der zweite Grund liegt in der Forderung an die Signalverarbeitung, ein "verständliches" Mikrowellenbild zu erzeugen. Eine kontinuierliche oder fein quantisierte Darstellung der Dynamik würde - trotz einer zeitlichen Mittelung der Leistungsfluktuationen durch die Vergangenheitsbewertung - zu häufigen Änderungen im Mikrowellenbild führen und den Betrachter besonders bei einer Vielzahl von Objekten verwirren.

Als günstig hat sich jedoch eine qualitative Dynamikerkennung mit vier Stufen erwiesen, nämlich keine Rückstreuung, Ziele mit schwacher, mittlerer und starker Rückstreuung. Diese Dynamikerkennung kann durch Vergleich der Zielspannung u_z

mit drei Schwellwerten u_{T1} , u_{T2} , u_{T3} zusammen mit der Maximalwerterkennung realisiert werden. Dies bietet den Vorteil, daß die Maßnahme "Dynamikerkennung" keine zusätzliche Signalverarbeitungszeit beansprucht und die Echtzeitfähigkeit des Abbildungssystems nicht einschränkt. Das Ergebnis des Vergleichs kann mit zwei binären Zustandsvariablen X , Y (entsprechend $2^2 = 4$ Zustandsmöglichkeiten) ausgedrückt und in digitaler Form weiterverarbeitet werden. Die in den Abschnitten 5.2.1. und 5.2.2. beschriebene Vergangenheits- und Zukunftsbewertung müssen zur Störunterdrückung für beide (Binär-) Informationen X und Y wegen der Echtzeitforderung parallel durchgeführt werden.

5.3.2. Festzielerkennung

Bei Radarsystemen zur Luftraumüberwachung hat sich die Möglichkeit zur Einblendung von (synthetisierten) Festzielen in das Radarbild bereits seit langem bewährt (zB. /1/). Ebenso kann bei Mikrowellen - Abbildung eine geeignete Kennzeichnung von Festzielen das Verständnis für das rekonstruierte Mikrowellenbild erheblich erhöhen. Ampeln, Verkehrszeichen usw. markieren Straßenbegrenzungen und verdeutlichen die Spurführungen über eine Kreuzung. Durch Erkennung und Darstellung solcher Festziele werden einem Beobachter Hilfspunkte an die Hand gegeben, die wesentlich zu seiner Orientierung im Mikrowellenbild beitragen.

Die Charakteristik eines Festziels ist der im zeitlichen Mittel konstante Ort. Wie in Kapitel 3 nachgewiesen wurde, führen auch Festziele Mikrobewegungen aus, die zu Leistungsschwankungen im Streufeld führen. Als Indiz für ein Festziel kann (wie aus Bild 5-5a), S. 76 ersichtlich) die ständig wiederkehrende Objektinformation in derselben Abbildungszelle dienen. Zusammen mit der Vergangenheitsbewertung, welche die Zeit von fehlender Objektinformation überbrückt, kann dann von einem Festziel gesprochen werden, wenn es über ein Zeitintervall τ_k ununterbrochen auf dem Monitor angezeigt wird. Allerdings werden auch bewegte Objekte als Fest-

ziele deklariert, wenn sie sich länger als τ_k in derselben Auflösungszelle aufhalten. Geht man von einer Fußgänger-geschwindigkeit von ca. 4 km/h aus, so durchschreitet der Fußgänger eine Abbildungszelle in radialer Richtung in etwa 1,7 Sekunden. Eine Zeitspanne zur Deklaration eines Fest-ziels von $\tau_k = 2$ s (entsprechend 50 Bildern) ist dem Straßen-verkehr angepaßt. Ein Fahrzeug, das an einer Ampel wartet, wird nach der Zeit τ_k als Festziel klassifiziert. Fährt das Auto weiter, so wird die Objektinformation nach der durch die Vergangenheitsbewertung vorgegebenen Zeit in dem be-treffenden Bildelement gelöscht. Andererseits werden Fest-ziele zB. durch vorbeifahrende Autos abgeschattet. Geht während dieser Zeit in dem betreffenden Bildelement dadurch die Objektinformation verloren, so wird bei erneuter Er-kennung des Ziels dieses zunächst als Bewegtziel deklariert und erst nach der Zeit τ_k wieder als Festziel klassifiziert. Die Echtzeiteigenschaft wird durch die Festzielerkennung nicht beeinflußt.

5.3.3. Farbdarstellung

Die Darstellung der Dynamikinformation und der Festziel-klassifikation durch Farbkombinationen ("Falschfarben-darstellung") bietet den Vorteil einer leichteren Unter-scheidbarkeit und besseren Einprägsamkeit gegenüber Hellig-keitsabstufungen oder Symbolen in schwarz/weiß - Anzeige. Handelsübliche Farbmonitore bieten bereits den Vorteil, daß die Grundfarben Rot, Grün, Blau einzeln angesteuert werden können ("RGB - Eingänge"). Mit diesen drei Grundfarben lassen sich durch ja/nein - Entscheidungen bereits 2^3 (gesättigte) Farbkombinationen bilden. In Tabelle 2 sind diese Kombina-tionen zusammengefaßt und eine mögliche Bedeutung zugeordnet.

Binär - Signal auf Kanal			Bildelement	Bedeutung
ROT	GRÜN	BLAU	Farbe	
nein	ja	nein	grün	Bewegtziel, schwach
ja	ja	nein	gelb	Bewegtziel, mittel
ja	nein	nein	rot	Bewegtziel, stark
nein	ja	ja	cyan	Festziel, schwach
nein	nein	ja	blau	Festziel, mittel
ja	nein	ja	purpur	Festziel, stark
nein	nein	nein	schwarz	kein Ziel detektiert
ja	ja	ja	weiß	nicht verwendet

Tabelle 2 Farbkombinationen und mögliche Zuordnung einer Bedeutung

Festziele sind durch einen "Blaustich" sofort als solche zu erkennen und von bewegten Objekten einfach zu unterscheiden. Starke Streuziele sind durch die Farben rot bzw. purpur besonders auffällig und erwecken aufgrund von Gewohnheit bereits eine bestimmte Vorstellung. Will man auf eine Dynamikerkenntnis zu Gunsten eines ruhigeren Mikrowellenbildes verzichten, so kann auch die Farbzuzuordnung rot = Festziel, grün = Bewegtziel eine einprägsame Darstellung bieten.

Ein weiterer Vorteil der Darstellung auf einem Farbmonitor bietet die hohe Bildwiederholrate von 50 (Halb-) Bildern pro Sekunde. Durch zweimalige Wiedergabe eines Mikrowellenbildes während einer Bilderneuerungszeit wirkt es flimmerfrei. Nach Umsetzung der RGB - Signale in ein normgerechtes Videosignal (PAL - Norm /48/) besteht die Möglichkeit der direkten Aufzeichnung des Mikrowellenbildes mit einem im Meßfahrzeug bereits installierten Videorekorder. Der Nachteil eines handelsüblichen Monitors gegenüber einem an das Abbildungssystem adaptierten Anzeigegerät liegt in der notwendigen Signalumsetzung, was zu einer Zeitverzögerung von 20 ms führt. Dieser zusätzliche Zeitbedarf war bei den bisherigen Überlegungen durch die Bildausgabezeit τ_m bereits berücksichtigt.

6. REALISIERUNG EINES SIGNALVERARBEITUNGSSYSTEMS

Nachdem die Anforderungen an eine schnelle Signalverarbeitung für das 70 GHz - Abbildungssystem spezifiziert sind, wird in diesem Kapitel eine untersuchte Realisierung vorgestellt. Wie Bild 6-1 zeigt, werden die Einzelfunktionen der Signalverarbeitung mittels Subsystemen realisiert, die in ihrem Zusammenwirken aus dem Zielsignal ein Mikrowellenbild zur Darstellung auf einem Farbmonitor oder zur Videoaufzeichnung rekonstruieren.

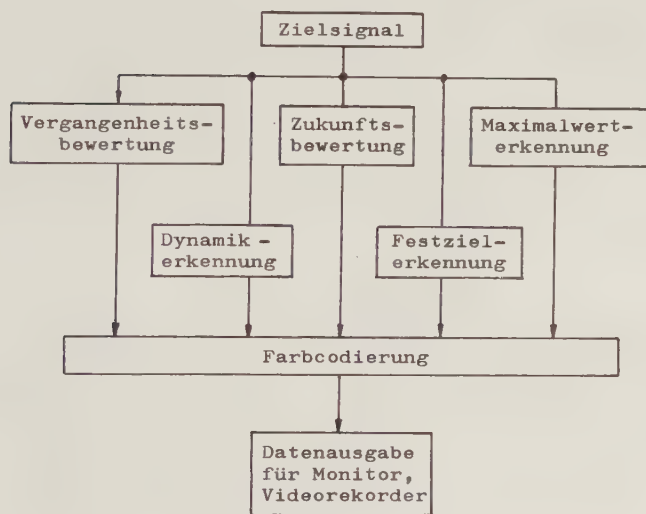


Bild 6-1 Subsysteme zur Realisierung der Signalverarbeitung

6.1. Parallel/Serien - Umsetzung

Eingangsgröße für eine Signalverarbeitung ist das in Abschnitt 5.1. hergeleitete Zielsignal $u_z(t)$, das durch serielle Abtastung der Amplitudenwerte der Filterkanäle gewonnen wird. Die Realisierung der Parallel/Serien - Umsetzung wird anhand des Signalflußmodells (Bild 6-2) erläutert. (Ein Schaltplan des Umsetzers ist im Anhang A2. beigefügt.)

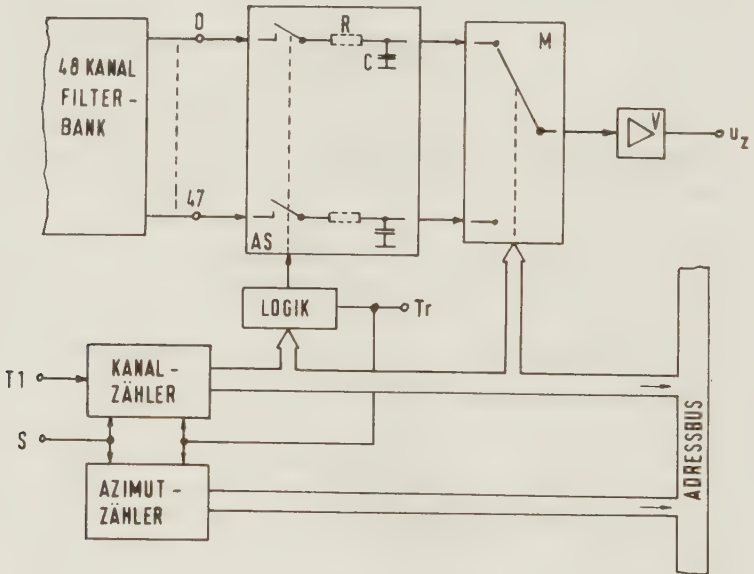


Bild 6-2 Signalflußmodell des Parallel/Serien - Umsetzers

Während der Bilderneuerungszeit $\tau_e = 40 \text{ ms}$ wird 64 mal die Entfernungsinformation in einer 48 Kanal - Filterbank gebildet und in 48 Radialkanälen parallel ausgegeben. Die für die Bildung der Entfernungsinformation zur Verfügung stehende

Zeit ist gleich der Periodendauer T_R der Frequenzmodulation und durch

$$\tau_R = \tau_e : 64 = 625 \mu s \quad (6.1)$$

gegeben. Am Ende einer Modulationsperiode sind die Filter eingeschwungen und ihre Spannungsamplituden werden über elektronische Analogschalter AS in Kondensatoren zwischengespeichert (Abtast-Halte-Glied). Im Verlauf der nächsten Modulationsperiode werden die Inhalte der Kondensatoren seriell abgefragt (Multiplexer M), während die Filter bereits auf neue Spannungsamplituden einschwingen können. Die Ausgangsspannung des Multiplexers wird über einen Verstärker V ausgekoppelt und steht als Zielspannung u_z zur Signalverarbeitung zur Verfügung.

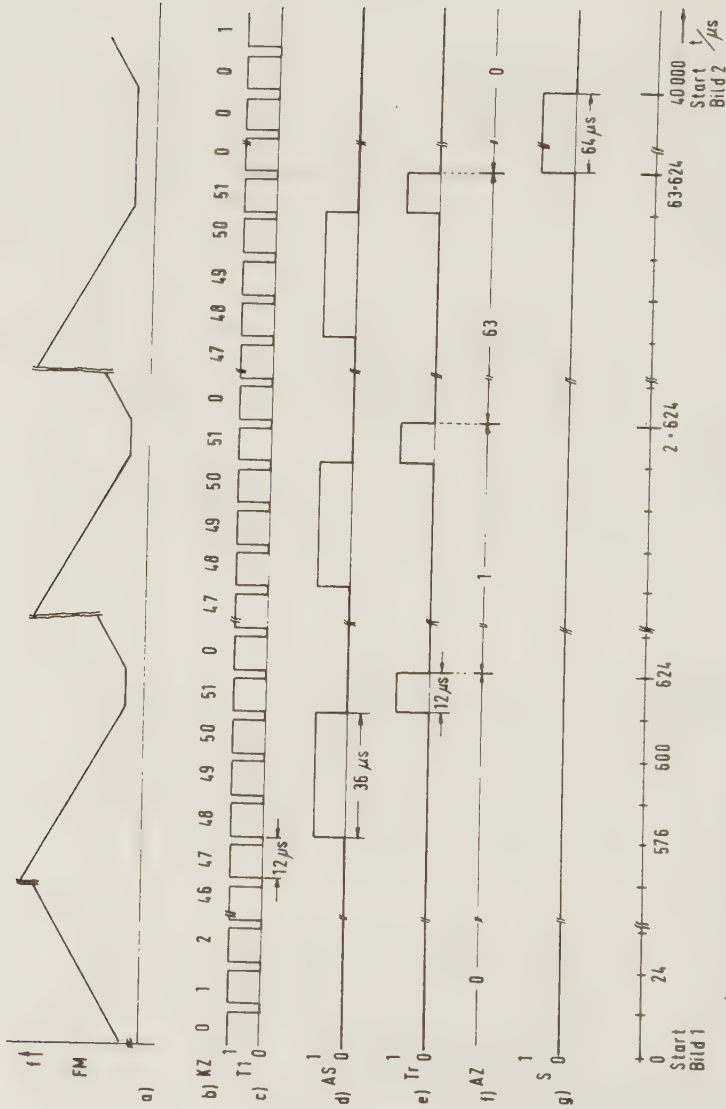
Für die Übernahme der Amplitudenwerte in die Speicherkondensatoren ist eine Zeit $\tau_t \approx 10 \mu s$ vorgesehen. Der parasitäre Durchlaßwiderstand R ($\leq 200 \text{ Ohm}$) des Analogschalters bestimmt über die Dimensionierungsformel

$$\tau_t > 5 \cdot RC \quad (6.2)$$

die Kapazität C des Speicherkondensators. Ferner ist noch ein Zeitintervall $> 2 \mu s$ zur Synchronisation der Frequenzmodulation und des Kanalzählers zu berücksichtigen. Damit stehen pro Kanal und Bildelement $\tau_B < 12,7 \mu s$ zur Verfügung. Aus Gründen der zeitlichen Anpassung wurde die Bildelementzeit $\tau_B = 12 \mu s$ gewählt. Damit ergibt sich ein Zeitablauf, wie er in Bild 6-3 aufgezeichnet ist.

Zur Gewinnung der Bildelement-Adressen sind zwei digitale Zähler mit je 6 Ausgangsleitungen (Adreßleitungen) eingesetzt. Mit einem Taktsignal¹ T1 wird der Zählerinhalt des Kanalzählers erhöht. Mit den binären Zuständen 0 und 1, die durch zwei Spannungspegel U_L und U_H nach Tabelle 3 definiert

¹ Die Erzeugung der benötigten Takt- und Synchronisationssignale wird in Abschnitt 6.6. beschrieben.



- a) Frequenzverlauf
b) Adresse des Kanalzählers KZ
c) Taktsignal T1
d) Steuersignal AS
e) Triggersignal Tr
f) Adresse des Azimutählers
g) Systemsynchronisation S

Bild 6-3 Zeitplan zur Parallel/Serien - Umsetzung

Spannungspegel	logischer Zustand
$U_H > 2,4 \text{ V}$	1
$U_L < 0,8 \text{ V}$	0

Tabelle 3 Definition der binären Zustände 0 und 1

sind, lassen sich $2^6 = 64$ Adressen erzeugen. Die Adressen des Kanalzählers (Zeile b) in Bild 6-3) von 0 bis 47 werden für die radiale Bildelement-Adresse ("Entfernungs-Adresse") und für die Schaltersteuerung des Multiplexers M verwendet. Die Kanalzähleradressen (KZ) 48, 49, 50 veranlassen über eine Logikschaltung (LOGIK), daß die Analogschalter der Abtasthaltungsschaltung AS geschlossen werden (Zeile d)). Adresse 51 erzeugt über die Logikverknüpfung ein Triggersignal Tr (Zeile e)) zum Start einer neuen Frequenzmodulationsperiode (Zeile a). Gleichzeitig wird mit diesem Triggersignal der Azimutzähler AZ (Zeile f)) um eins erhöht und erzeugt die nächste azimutale Bildelement-Adresse ("Azimut-Adresse"). Die Zähleradressen KZ und AZ werden über einen Adreßbus mit 12 Adreßleitungen zu den Subsystemen der Signalverarbeitung geführt.

Die Inkrementierung des Kanalzählers erfolgt mit dem Taktsignal T1 (Zeile c)), dessen Periodendauer gleich der Bildelementzeit $\tau_B = 12 \mu\text{s}$ ist. Durch die logische Ankopplung des Steuersignals AS für die Analogschalter und des Triggersignals Tr an die Zähleradresse KZ wird die nächste Entfernungsbestimmung bereits nach $624 \mu\text{s}$ eingeleitet. Die Diskrepanz von $1 \mu\text{s}$ gegenüber $\tau_R = 625 \mu\text{s}$ aus Gleichung (6.1) führt am Ende einer Objektraum - Abtastung zu einer Zeitdifferenz von $64 \mu\text{s}$. Durch die Systemsynchronisation S (Zeile g)) wird diese Zeitdifferenz wieder ausgeglichen. Für den Abbildungsvorgang selbst ist diese Differenz ohne Einfluß.

Als Ergebnis der Parallel/Serien - Umsetzung stehen für die Signalverarbeitung die Zielspannung u_z und die zugehörige Bildelement - Adresse, aufgegliedert in Entfernungs-Adresse und Azimut-Adresse, zur Verfügung.

6.2. Realisierung der Dynamikerkennung und der Maximalwerterkennung.

Die Maximalwerterkennung und die Dynamikerkennung können unmittelbar mit der Parallel/Serien - Umsetzung erfolgen, da hierzu keine Vergleiche über mehrere Bilder notwendig sind. Wie in der Systemkonzipierung (Abschnitt 5.2.3.) erläutert wurde, ist ein Maximalwert stets von einem negativen und einem positiven Impuls des nach der Zeit abgeleiteten Zielsignals $du_z(t)/dt$ eingeschlossen. Deshalb gelangt das Zielsignal u_z auf einen Differenzierer, dessen positive und negative Ausgangsimpulse einen bistabilen Multivibrator (Flipflop, FF) ansteuern (Bild 6-4). Durch positive Impulse wird der Ausgang des Flipflops auf den logischen Wert 1 gesetzt und somit für den negativen Impuls vorbereitet, der das Flipflop wieder in den Grundzustand 0 zurücksetzt (Reset-Set-Flipflop, RS-FF). Die logischen Zustände 0, 1 sind durch Spannungspegel entsprechend der Definition in Tabelle 3 festgelegt. Der Übergang von Zustand 1 auf 0 bewirkt im nachfol-

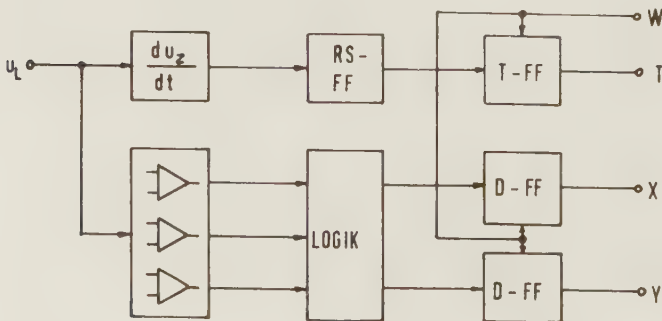


Bild 6-4 Signalflußplan zur Dynamik- und Maximalwert-erkennung

genden, flankengesteuerten Trigger - Flipflop (T-FF) einen Wechsel des Ausgangszustandes T auf logisch 1. Dieser Zustand $T = 1$ dient der nachfolgenden Signalverarbeitung als Identifikation eines Maximalwertes. Ein periodisches Schreibsignal W setzt das T-Flipflop nach erfolgter Maximalwernerkennung wieder in den Grundzustand 0 zurück.

Gleichzeitig mit der Maximalwernerkennung wird die Dynamikinformation aus der Amplitude des Zielsignals ermittelt. Aus den in Abschnitt 5.3.1. beschriebenen Gründen erfolgt die Auswertung qualitativ in vier Stufen. Dazu gelangt das Zielsignal an einen Analog/Digital - Umsetzer, der nach dem Parallel- oder Direktverfahren /49/ arbeitet. Mit drei parallelgeschalteten Komparatoren (in Bild 6-4 durch Symbole von Differenzverstärkern gekennzeichnet) werden drei einstellbare Vergleichsspannungen festgelegt. Je nach Amplitudenwert des Zielsignals werden die Vergleichsspannungen an keinem, einem, zwei oder drei Komparatoren überschritten. Die binären Zustände der Komparatorausgänge werden über eine Digitallogik zur Datenreduktion zwei Auffang - Flipflops (D-FF) zugeführt. Das Schreibsignal W steuert die Übernahme und Ausgabe der Daten an die Ausgänge. Durch die Verzögerung der Daten in den beiden Flipflops stehen zum Zeitpunkt der Maximalwernerkennung (Zustand $T = 1$) die Amplitude des Maximalwertes in quantisierter Form als logische Zustände 0 oder 1 der Zustandvariablen X und Y (im weiteren als Dynamikwerte X, Y bezeichnet) zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung. (Weitere Einzelheiten der Schaltungsrealisierung sind im Anhang A3. nachlesbar.)

6.3. Speicherung

Für die weitere Signalverarbeitung muß der Inhalt der Bildelemente zwischengespeichert werden. Deshalb wird die hier verwendete Speicherung vorweg erklärt.

Aus dem Zielsignal u_z wurde für jedes Bildelement eine Dynamikinformation bestehend aus den binären Werten X und Y, sowie eine binäre Maximalwertinformation T ermittelt. Jedes Bildelement ist durch seine Adresse (dargestellt durch die Zustände auf den Adreßleitungen entsprechend Bild 5-2, S. 69) eindeutig identifiziert. Deshalb liegt es nahe, die Speicherung digital auszuführen und jedem Bildelement physikalisch eine Speicherzelle für jede binäre Information zuzuordnen.

Für die Digitaltechnik sind unter anderem preiswerte Speicherbausteine mit 4096 Transistorspeicherzellen realisiert worden /50/, /51/. Der Inhalt einer Speicherzelle ist durch Schaltzustände von Transistoren definiert und kann am Datenausgang als logischer Zustand angezeigt werden. Dieser Zustand bleibt solange erhalten, bis eine neue (binäre) Information in die Speicherzelle "eingeschrrieben" und dadurch die Transistoren dieser Speicherzelle umgeschaltet werden. Das Einschreiben einer Information wird mit einem Schreibsignal W gesteuert. Über 12 Adreßleitungen mit $2^{12} = 4096$ Kombinationen kann jede Speicherzelle in beliebiger Reihenfolge (RANDOM ACCESS MEMORY, RAM) angesteuert und deren Inhalt ausgegeben bzw. erneuert werden.

Aufgrund der Adressierung der Bildelemente nach Bild 5-2 kann die Zuordnung der Speicherzellen zu den Bildelementen über dieselbe Adresse erfolgen, die bereits in digitaler Form an den Ausgängen des Kanalzählers und Azimutzählers (Bild 6-2) vorliegt. Der Kanalzähler steuert über einen Adreßbus die sechs niederwertigen Adreßleitungen (Entfernungs - Adresse) und der Azimutzähler die sechs höherwertigen Adreßleitungen (Azimut - Adresse) des Speicherbausteins.

Da ein Speicherbaustein aus sämtlichen Bildelementen nur jeweils eine binäre Information abspeichern kann, muß der Speicherbereich für weitere binäre Informationen (wie zB. Dynamikwerte X , Y , Festzielinformation) durch Parallelschalten mehrerer Speicherbausteine vergrößert werden. Somit ist nun jeder Abbildungszelle der Objektebene ein Bildelement physikalisch in Form von Speicherzellen zugewiesen, in denen Objektinformationen aufgeschlüsselt in binäre Einzelinformationen zwischengespeichert werden können und deren Verknüpfung letztlich das Mikrowellenbild entstehen läßt.

6.4. Realisierung der Vergangenheitsbewertung und der Zukunftsbewertung

Aus dem Zielsignal u_z wurde für jedes Bildelement eine Dynamikinformation (X , Y) und eine Maximalwert - Information (T) in digitaler Form gewonnen. Um n Bilder für die Vergangenheitsbewertung zwischenspeichern zu können, wären n Speicherebenen mit $3 \cdot n$ Speicherbausteinen vorzusehen. Durch geeignete Datenreduktion läßt sich jedoch der Speicheraufwand erheblich reduzieren. Werden nur die Dynamikwerte X , Y zwischengespeichert, die als Maximalwerte erkannt wurden, so kann für die weitere Signalverarbeitung die Maximalwert - Information T entfallen. Beschränkt man sich weiterhin auf die Kenntnis des Zeitraumes von aktuellem Bild und dem Bild, in welchem letztmalig die einzelnen Bildelemente eine Dynamikinformation (Maximalwert) enthielten, so kann der Speicheraufwand auf $2 \cdot \lg n$ Speicherbausteine reduziert werden ($\lg$ bezeichnet den Logarithmus zur Basis 2). Für die Realisierung der Vergangenheitsbewertung wurden für jeden Dynamikwert X , Y vier Speicherbausteine vorgesehen. Die Vergangenheitsbewertung läßt sich damit über $2^4 = 16$ Bilder erstrecken. Für die Zukunftsbewertung sind zwei weitere Speicherbausteine nötig, da ein Bild um eine Bilderneuerungszeit verzögert und deshalb zwischengespeichert werden muß (Abschnitt 5.2.2., S. 78).

Für jeden der parallel gewonnenen Dynamikwerte X , Y wird eine Vergangenheits- und Zukunftsbewertung in zwei identischen Subsystemen parallel (Echtzeit) durchgeführt. Zur Erläuterung der Funktionsweise genügt deshalb die Betrachtung des Subsystems für den Wert X allein, für den Wert Y gilt die Beschreibung in entsprechender Weise. Weiterführende Details können dem Anhang A4. entnommen werden.

Wie im Signalflußplan (Bild 6-5) dargestellt ist, gelangt die Dynamikinformation zusammen mit der Maximalwertinformation T an eine Logikschaltung zur Datenreduktion. Gleichzeitig wird die Adresse des zugehörigen Bildelements über den Adreßbus an die Speicherbausteine SP-A bis SP-Z geleitet. Die vier Speicher SP-A bis SP-D beinhalten zusammen für jedes Bildelement die Information über die Anzahl der vergangenen Bilder seit einer letzten Maximalwerterkennung in einem Bildelement. Der Speicher SP-Z dient der Zukunftsbewertung und soll vorerst nicht weiter beachtet werden.

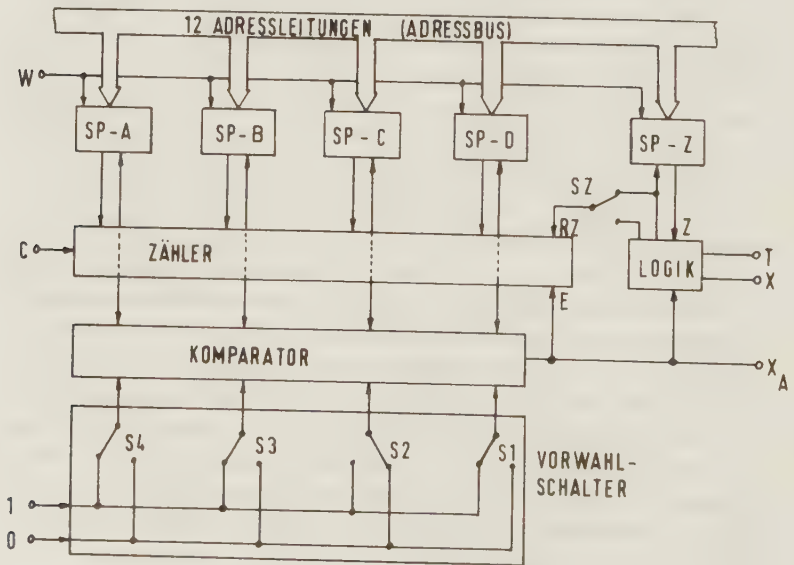


Bild 6-5 Signalflußplan zur Vergangenheits- und Zukunftsbewertung

Die Inhalte der über die Adressen angesprochenen Speicherzellen werden als 4 Bit - Wort an die Eingänge eines vor-einstellbaren Zählers gegeben, der das Wort mit dem ersten Taktimpuls (CLOCK, C) einer Bildelementperiode ($\tau_B = 12 \mu s$, Abschnitt 6.6.) übernimmt und an seinen Ausgängen als Zahl einem 4 Bit - Komparator und parallel den Dateneingängen der Speicher zur Verfügung stellt. Die Anzahl n der Bilder, die für die Vergangenheitsbewertung berücksichtigt werden, ist durch die Vorwahlschalter S1 bis S4 zwischen 0 und 15 eingestellt und dient dem Komparator als Vergleichszahl.

Für den weiteren Ablauf der Vergangenheitsbewertung sind zwei Fälle zu unterscheiden:

a) Der Wert X sei ein Maximalwert und wird durch den Zustand $T = 1$ angezeigt. Der Wert X kann je nach Zielspannung den Zustand 0 oder 1 annehmen. Ist $X = 0$, so erfolgt die weitere Verarbeitung wie unter Fall b) beschrieben. Der Zustand 1 wird über den Schalter SZ, der zum Einschalten der Zukunftsbewertung dient, an den Rücksetzeingang RZ des Zählers gelegt, der mit dem zweiten Taktimpuls C auf den Wert 0 zurückgesetzt wird. Der Komparator bringt als Ergebnis X_A des Vergleichs des Zählerstandes 0 und der eingestellten Vergleichszahl den Zustand 1 an seinen Ausgang gemäß

$$X_A = \begin{cases} 1, & \text{wenn Wert des Zählers} < \text{Vergleichszahl} \\ 0, & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.3)$$

Dieser Zustand 1 der Variablen X_A zeigt an, daß ein Maximalwert in diesem Bildelement vorliegt und mit einem Dynamikwert $X = 1$ gekennzeichnet ist.

b) Der Wert X ist kein Maximalwert und der Zustand von T ist demnach gleich 0 oder der Wert X ist zwar ein Maximalwert, aber aufgrund der Dynamik - Klassifikation ist der Zustand $X = 0$. Der Rücksetzeingang des Zählers wird somit auf dem Zustand 0 gehalten und der zweite Zählimpuls dient jetzt zur Inkrementierung des Zählerinhalts um den

Wert 1, vorausgesetzt, der Freigabeeingang des Zählers E war durch den Komparator auf logisch 1 gesetzt, ansonsten wird der zweite Zählimpuls ignoriert und der Zählerstand unverändert erhalten. Dies ist dann der Fall, wenn Zählerstand und Vergleichszahl übereinstimmen und das Ergebnis X_A des Vergleichs nach Gleichung (6.3) gleich 0 ist.

Während im Fall a) als Ergebnis immer der Zustand $X_A = 1$ gegeben ist, können im Fall b) beide Zustände $X_A = 1$ oder $X_A = 0$ auftreten. Dabei besagt $X_A = 0$, daß in dem zugehörigen Bildelement während der letzten n Bildern keine Dynamikinformation $X = 1$ beinhaltet war. Das Ergebnis X_A steht zur Bildausgabe als eine Dynamikinformation bereit. Der aktualisierte Zählerinhalt wird mit dem nächsten Schreibsignal W in die adressierten Speicherzellen übernommen.

Wird die Zukunftsbewertung durch Umlegen des Schalters SZ eingeschaltet, so wird in der Logik einmal der Zustand X an den Dateneingang des Speichers $SP-Z$ geleitet, zum anderen findet ein Vergleich des Speicherinhaltes Z von $SP-Z$, sowie des Zustandes X_A des Komparatorausgangs mit den Eingangsvariablen X und T statt.

In den folgenden Logik - Gleichungen bedeuten die Buchstaben den logischen Zustand 1 auf der zugehörigen (physikalischen) Leitung. Der logische Zustand 0 wird durch einen Querstrich über dem Buchstaben charakterisiert (zB. $\bar{X}$ bedeutet, daß die Dynamikinformation durch den Zustand 0 gekennzeichnet ist). Die Verknüpfungszeichen $\cdot$ bzw. $+$ sind als logische Verknüpfung für die Funktionen UND bzw. ODER zu verstehen.

Damit kann der Zustand am Rücksetzeingang RZ des Zählers durch eine Logik - Gleichung gemäß

$$RZ = X \cdot T \cdot Z + X \cdot T \cdot X_A \quad (6.4)$$

beschrieben werden.

Nach Umformungen entsprechend den Gesetzen der Booleschen Algebra /52/ vereinfacht sich Gleichung (6.4) zu

$$RZ = X \cdot T \cdot (Z + X_A) \quad . \quad (6.5)$$

Sind die Voraussetzungen für den Zustand 1 am Eingang RZ des Zählers erfüllt, so erfolgt die weitere Signalverarbeitung nach Fall a), ansonsten nach Fall b). Der Dynamikwert X wird mit dem nächsten Schreibimpuls W in die adressierte Speicherzelle von SP-Z eingeschrieben.

Dieselbe Signalverarbeitung wird parallel auch für den Dynamikwert Y durchgeführt. Als Ausgangssignale der Subsysteme "Vergangenheitsbewertung" und "Zukunftsbewertung" stehen zwei binäre Informationen X_A und Y_A zur Datenausgabe bereit. Sie beinhalten zusammen in codierter Form die bewertete Dynamikinformation des adressierten Bildelements.

6.5. Realisierung der Festzielerkennung

Wie in der Systemkonzeption (Abschnitt 5.3.2.) erläutert wurde, kann mit den Ergebnissen der Vergangenheitsbewertung X_A und Y_A ein Festziel durch deren Konstanz ($X_A = 1$ oder $Y_A = 1$) über eine Zeitspanne $\tau_k > 2$ s (entsprechend 50 Bildern) erkannt werden. Um die Anzahl der Bilder von einer erstmaligen Zieldetektion bis zur Klassifikation des Objekts als Festziel zwischenspeichern zu können, sind 6 Speicherbausteine nötig. Durch Vorwahlschalter kann die Zeitspanne τ_k den Erfordernissen des Einsatzbereiches zwischen 4 Bildern (entsprechend 0,16 s) und 64 Bildern (entsprechend 2,56 s) angepaßt werden.

Die Realisierung der Festzielerkennung erfolgt nach demselben Prinzip wie die Vergangenheitsbewertung (nach Bild 6-5, jedoch ohne SP-Z und LOGIK). Als Rücksetzsignal RZ für den Zähler dient das Ergebnis der ODER - Verknüpfung von X_A und Y_A in invertierter Form gemäß der Logik - Gleichung

$$RZ = \overline{X_A + Y_A} \quad . \quad (6.6)$$

Dadurch wird der Zählerinhalt mit jedem neuen Bild bei vorhandenem Zustand 1 von X_A oder Y_A um den Wert 1 inkrementiert, bis der Zählerstand der vorgewählten Zahl am Komparator entspricht. Dessen Ausgang nimmt bei Gleichheit nach Gleichung (6.3) den Zustand 0 an und kennzeichnet damit das Objekt als Festziel. Dieses Ergebnis wird in invertierter Form als Festzielinformation F_A an dem Ausgang des Subsystems "Festzielerkennung" zur Datenausgabe bereitgestellt.

Sind die Zustände von X_A und von Y_A gleich 0, dann ist der Rücksetzeingang RZ des Zählers gemäß Gleichung (6.6) gleich Zustand 1 und der Zähler wird auf den Wert 0 zurückgesetzt. Die Festzielinformation F_A nimmt dadurch den Zustand 0 an mit der Bedeutung, daß in dem adressierten Bildelement kein Festziel klassifiziert ist. (Schaltplan und Beschreibung des konkreten Aufbaus der Festzielerkennung sind im Anhang A5. beigefügt.)

6.6. Das Zeitraster

Die pro Bildelement zur Verfügung stehende Zeit T_B beträgt $12 \mu s$. Während dieses Zeitintervalls muß die Signalverarbeitung für den Informationsinhalt eines Bildelements abgeschlossen sein und das Ergebnis muß in einem Bildspeicher zur Datenausgabe (Abschnitt 6.7.) zur Verfügung stehen. Die vielfältigen Signalverarbeitungsmaßnahmen müssen deshalb zeitlich exakt koordiniert ablaufen. Das Zeitdiagramm (Bild 6-6) zeigt die zeitliche Abfolge der Signalverarbeitungsschritte über zwei Zyklen ($24 \mu s$), in denen zwei benachbarte Radialkanäle k und $k+1$ abgetastet und ihre Zielinformationen ausgewertet werden. In Tabelle 4 werden die Zeitsignale (Zeilen) des Diagrammes 6-6 und ihre gegenseitigen Abhängigkeiten (Nummern) erläutert. Die Realisierung der Zeitsteuerung ist im Anhang A8. anhand eines Schaltplanes beschrieben.

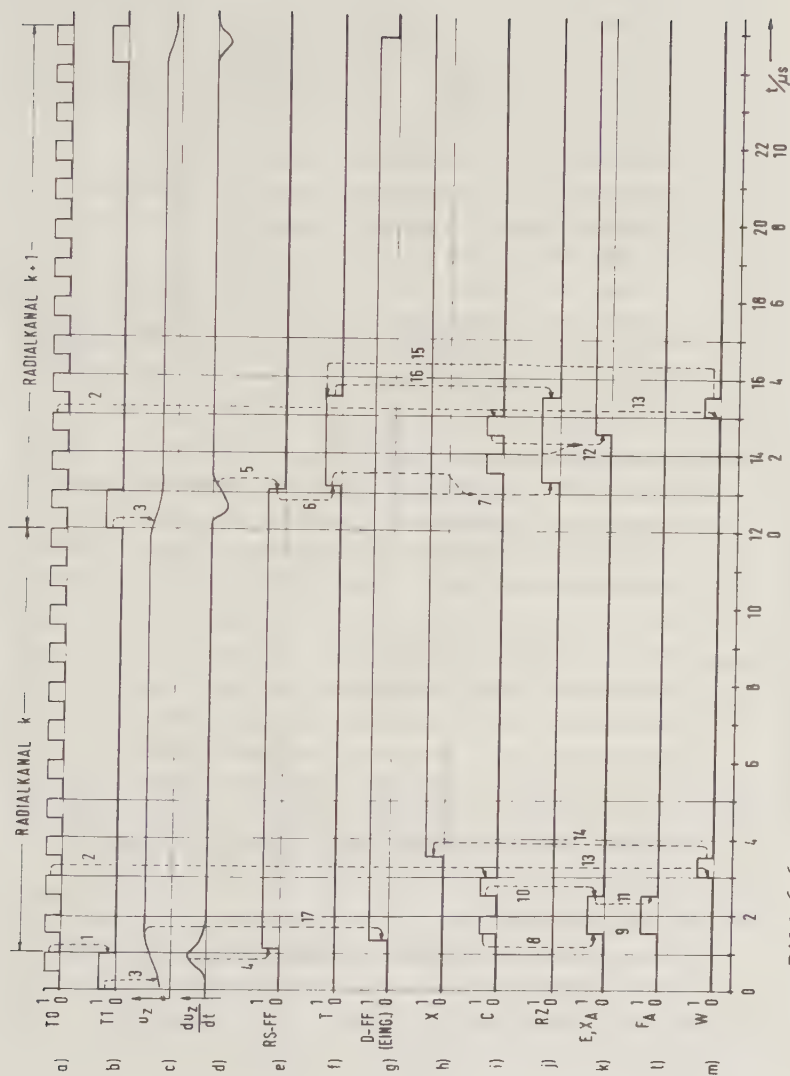


Bild 6-6 Zeitdiagramm für die Signalverarbeitung

Tabelle 4 Erläuterungen zum Zeitdiagramm in Bild 6-6

- Zeile a) Grundtakt T_0 , Periodendauer $1\mu s$, Tastverhältnis 1:1 (Zeit für Zustand 1 = Zeit für Zustand 0 = $0,5\mu s$). Von diesem Grundtakt T_0 werden die Taktsignale T_1 (Nr.1) und C (Nr.2) und der Schreibimpuls w (Nr.13) synchron abgeleitet.
- Zeile b) Kanaltakt T_1 , Periodendauer $12\mu s$ (= Bildelementzeit τ_B), Zeit für Zustand 1 = $1\mu s$, Zeit für Zustand 0 = $11\mu s$. Durch die ansteigende Flanke des Taktes T_1 wird der Inhalt des Kanalzählers (Bild 6-2, S. 86) um den Wert eins inkrementiert und damit der nächste Radialkanal abgefragt (Nr.3).
- Zeile c) Zielspannung $u_z(t)$. Entsprechend des Inhalts des Kanalzählers wird der Amplitudenwert eines Radialkanals abgefragt und als (analoge) Zielspannung u_z ausgegeben (Bild 6-2). Nach dem Umschalten des Kanalzählers auf den nächsten Radialkanal stellt sich dessen Amplitudenwert innerhalb $1\mu s$ als Zielspannung u_z ein.
- Zeile d) Differenzierte Zielspannung $du_z(t)/dt$. Während sich die Zielspannung u_z auf einen nächsten Amplitudenwert einstellt wird davon ein positiver bzw. negativer Impuls zur Maximalwerterkennung abgeleitet. In Bild 6-6 beinhaltet Radialkanal k ein Maximum, gekennzeichnet durch den positiven Impuls bei $t \approx 1\mu s$ und durch den negativen Impuls bei $t \approx 13\mu s$.
- Zeile e) Zustand am Ausgang des RS-Flipflops (Bild 6-4). Ein positiver Impuls des differenzierten Zielsignals setzt den Ausgang des RS-Flipflops auf den Zustand 1 (Nr.4) ein negativer Impuls setzt den Ausgang zurück auf den Zustand 0 (Nr.5).

Tabelle 4 Erläuterungen zum Zeitdiagramm (Fortsetzung)

Zeile f) Maximalwertinformation T, Zustand am Ausgang des Trigger-Flipflops (T-FF, Bild 6-4).

Der Übergang von Zustand 1 auf Zustand 0 am Ausgang des RS-Flipflops triggert das T-Flipflop (Nr.6), dessen Ausgang dadurch den Zustand 1 annimmt. Nach $t = 2 \mu s$ (nach Umschalten des Kanalzählers) ist der Endzustand des T-Flipflops sicher erreicht. Die abfallende Flanke des Steuerimpulses W setzt den Ausgang wieder in den Grundzustand 0 zurück ($t = 3,5 \mu s$, Nr.15).

Zeile g) Zustand am Eingang des Auffang-Flipflops (D-FF). Die Dynamikinformation wird aus dem Zielsignal u_z durch Analog/Digital - Umsetzung in zwei binäre Werte (2 Bit) gewonnen und an die Eingänge zweier Auffang - Flipflops (D-FF, Bild 6-4) weitergeleitet (Nr.17). Da beide Werte in gleicher Weise parallel verarbeitet werden, ist der Zeitablauf nur für den Dynamikwert X aufgetragen. Nach $t = 2 \mu s$ ist die Analog/Digital - Umsetzung sicher abgeschlossen.

Zeile h) Dynamikwert X, Zustand am Ausgang des D-Flipflops. Der am Eingang des D-Flipflops anstehende Zustand wird mit der abfallenden Flanke des Steuerimpulses W an den Ausgang durchgeschaltet (Nr.14). Dadurch wird eine Verzögerung der Dynamikinformation um eine Bildelementzeit τ_B erreicht, so daß zur Signalauswertung Dynamik- und Maximalwertinformation gleichzeitig zur Verfügung stehen.

Zeile i) Taktsignal C, Zustand 1 für $1,5 \mu s < t < 2 \mu s$ und für $2,5 \mu s < t < 3 \mu s$, sonst Zustand 0, synchronisiert mit Grundtakt T0 (Nr.2).

Dieses Taktsignal steuert die Zähler der Vergangenheitsbewertung und Festzielerkennung. Mit dem ersten Taktimpuls werden die adressierten Speicherinhalte an die zugeordneten Zähler übergeben. Der

Tabelle 4 Erläuterungen zum Zeitdiagramm (Fortsetzung)

zweite Taktimpuls dient a) zum Inkrementieren des Zählerinhalts, wenn der Rücksetzeingang des Zählers auf logisch 0 gesetzt ist und das Freigabesignal E den Zählvorgang erlaubt ($E = 1$), b) zum Rücksetzen des Zählers, wenn der Rücksetzeingang RZ auf logisch 1 (bei $t = 14,5 \mu s$) gesetzt ist.

Zeile j) Zustand am Rücksetzeingang RZ des Zählers zur Vergangenheitsbewertung.

Durch eine UND - Verknüpfung von Maximalwertinformation T und Dynamikwert X wird das Rücksetzsignal gebildet. In Radialkanal k wurde ein Maximum erkannt und durch $T = 1$ ($13 \mu s < t \leq 15,5 \mu s$) angezeigt. Da auch der Dynamikwert X zu logisch 1 ermittelt wurde, ist der Rücksetzeingang RZ während dieser Zeit ebenfalls auf logisch 1 (Nr.7, Nr.16).

(Die Festzielerkennung erfolgt parallel zur Vergangenheitsbewertung nach demselben Prinzip und ist deshalb nicht in Bild 6-6 eingezeichnet.)

Zeile k) Dynamikwert X_A nach der Vergangenheitsbewertung und Freigabesignal E, Zustand am Ausgang des Komparators (Bild 6-5).

Der mit dem ersten Taktimpuls C übernommene Zählerinhalt wird mit einer vorgewählten Zahl verglichen und veranlaßt den Komparator zu einer Entscheidung, die in Bild 6-6 bei $t = 1,5 \mu s$ (Nr.8) als logisch 1 angenommen wurde. Dieses Ergebnis $E = 1$ gibt den Zählvorgang für den zweiten Taktimpuls frei. Nach der Inkrementierung des Zählers stimmen Inhalt und vorgewählte Zahl in dem betrachteten Fall überein, wodurch die Vergangenheitsbewertung abschließt. Dies wird durch die Zustandsänderung von E, X_A von 0 auf 1 angezeigt (Nr.10).

Bei $t = 14,5 \mu s$ wird aufgrund von $RZ = 1$ der Zähler auf den Wert 0 zurückgesetzt. Der Ausgang des Komparators nimmt deshalb den Zustand $X_A = 1$ an (Nr.12).

Tabelle 4 Erläuterungen zum Zeitdiagramm (Fortsetzung)

- Zeile 1) Festzielinformation F_A , Zustand am Ausgang des Komparators zur Festzielerkennung.
Parallel zur Vergangenheitsbewertung wird die Festzielinformation F_A gebildet. Sie ist hier bei $t = 1,5 \mu s$ zu logisch 1 angenommen (Nr.9). Dieser Zustand wechselt bei $t = 2,5 \mu s$ auf Zustand $F_A = 0$, da als Ergebnis der Vergangenheitsbewertung X_A und Y_A (in Bild 6-6 nicht dargestellt) ebenfalls die Zustände 0 annehmen (Nr.11).
- Zeile m) Schreib- und Steuerimpuls w , Periodendauer $12 \mu s$, Zustand 1 für $3 \mu s < t < 3,5 \mu s$, sonst Zustand 0, synchronisiert mit Grundtakt T_0 .
Die ansteigende Flanke dieses Impulses dient als Schreibsignal für die adressierten Speicherzellen zur Übernahme der aktualisierten Zählerinhalte der Vergangenheitsbewertung und Festzielerkennung, sowie der Informationen X_A , Y_A , F_A , in einen Bildspeicher. Die abfallende Flanke dient als Steuersignal für die D-Flipflops zur Weiterleitung der Eingangszustände an ihre Ausgänge (Nr.14) und zur Rücksetzung des T-Flipflops in seinen Grundzustand 0 (Nr.15).

Die Laufzeiten der verwendeten Gatter liegen bei ca. 20 ns. Sie sind im Zeitdiagramm nicht berücksichtigt, da sie aufgrund der gegenseitigen Abhängigkeiten der logischen Zustände vernachlässigbar sind.

Die Signalverarbeitung ist $4 \mu s$ nach dem Taktimpuls T_1 (Umschaltung auf den nächsten Radialkanal) bereits abgeschlossen und die Ergebnisse liegen in einem Bildspeicher (RAM) zur Ausgabe auf einen Monitor bereit. Die verbleibenden $8 \mu s$ sind für eine zukünftige Erweiterung des Abbildungssystems verfügbar.

6.7. Ausgabe des Mikrowellenbildes

Nach einer Objektraumabtastung ($\tau_e = 40$ ms) steht in einer Speicherebene (Bildspeicher, B-SP) das verarbeitete und zur Ausgabe bestimmte Bild bereit. Da die Ausgabe auf einem handelsüblichen Farbmonitor oder Videorekorder erfolgen soll, muß das Auslesen des Bildspeichers in Fernschnorm erfolgen. Um den Signalfluß aus der nächsten Objektraumabtastung nicht zu stören oder zu verlangsamen, wird die Erstellung des Bildes im Bildspeicher und die Ausgabe des Bildes als Mikrowellenbild im "Gegentakt - Verfahren" realisiert (Bild 6-7).

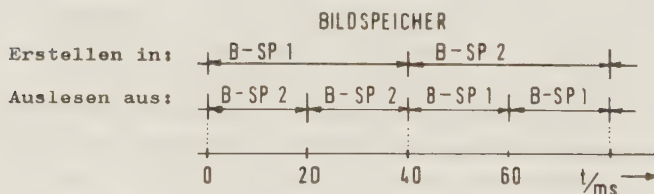


Bild 6-7 Erläuterung des "Gegentakt - Verfahrens" zur Bilderstellung und Bildausgabe

Anhand eines Signalflußplans (Bild 6-8) wird das Gegentakt-Verfahren und die Signalaufbereitung zur Ausgabe erläutert. Die von der Signalverarbeitung erstellten Signale X_A , Y_A , F_A werden von einem digitalen Umschalter BS1 auf den Bildspeicher B-SP1 übergeben und vom Schreibsignal W gesteuert in die vom Adreßbus angegebene Speicherzelle eingeschrieben. Durch Parallelschaltung von drei Speicherbausteinen ist der Bildspeicher in der Lage die drei Objektinformationen aufzunehmen.

Gleichzeitig wird der Inhalt des Bildspeichers B-SP2 über den digitalen Schalter BS2 ausgegeben. Die "Auslese-" Adressen werden von einem Adreßgenerator derart erzeugt, daß die Bildelemente, die den Azimutzellen in weitester Entfernung zugeordnet sind (Entfernungs - Adresse 47, Bild 5-2, S. 69), zuerst seriell ausgelesen werden (entsprechend dem oberen Rand eines Monitors) und zuletzt die Bildelemente, die der kürzesten Entfernung (Entfernungs - Adresse 0) entsprechen.

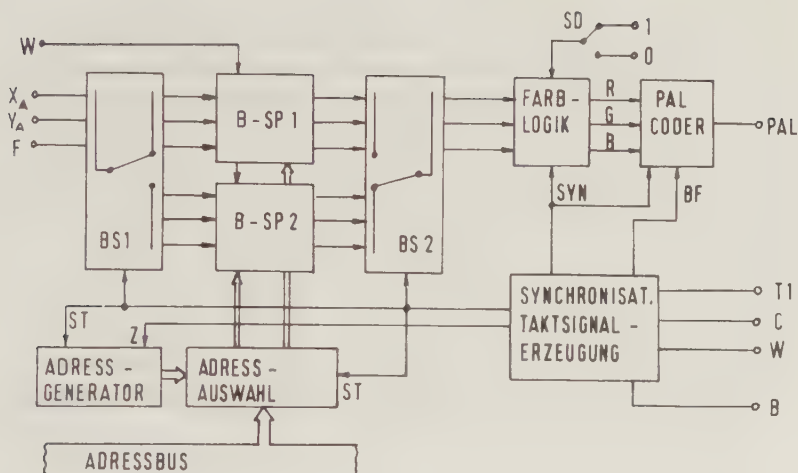


Bild 6-8 Signalflußplan zur Bildausgabe

Die Umschaltung der Azimut - Adresse erfolgt mit einer Periode von 750 ns, die Entfernung - Adresse wird nach 5 Zeilen in Fernsehnorm ($5 \cdot 64 \mu s$) umgeschaltet. Die Form eines Bildelements erscheint dadurch auf dem Monitor annähernd quadratisch.

Die Pegelanpassung und die Farbcodierung erfolgen in einer Logikschaltung (FARBLOGIK) an deren Ausgänge RGB (Rot, Grün, Blau) die Bildinformation zur Verfügung steht. Über einen Schalter SD kann die Dynamikerkennung abgeschaltet werden und das Mikrowellenbild wird zweifarbig dargestellt, nämlich rot für Festziele und grün für Bewegtziele. Ein PAL-Coder setzt die RGB-Signale zusammen mit dem Synchronisationssignal SYN und einem Signal am Eingang BF (BURST-FLAG) für die Farbhilfsträgerinformation zu einem normgerechten Fernsehsignal (FBAS) nach PAL-Norm um.

Aufgrund des Halbbildverfahrens kann dasselbe Mikrowellenbild in 40 ms zweimal ausgegeben werden. Die Umschaltimpulse ST, Schreibimpulse W, sowie die Takte T1, C und das Bildsynchronisationssignal B werden von einem 4 MHz - Quarzoszillator abgeleitet und in einer Logikschaltung entsprechend den beschriebenen Anforderungen aufbereitet. Nach Ablauf einer Bilderneuerungsperiode werden die Bildschalter BS und die Adreßauswahl umgeschaltet und der Antennenantrieb der Lüneburg - Linsenantenne synchronisiert.

Der Bildspeicher B-SP1 beinhaltet das auszugebende Bild und ist jetzt auf Datenausgabe geschaltet, während in Bildspeicher B-SP2 die Informationen in den nächsten 40 ms aktualisiert werden. (Weitere Einzelheiten können den Schaltplänen und den Beschreibungen im Anhang A6. und A7. entnommen werden.)

7. ERPROBUNG DER SIGNALVERARBEITUNG

Die verschiedenen Funktionen der realisierten Signalverarbeitung wurden durch Vorgabe definierter "Ziel-" Signale meßtechnisch untersucht und die korrekte Wirkungsweise der Subsysteme getestet. Danach wurde die Signalverarbeitung in das Mikrowellen - Abbildungssystem integriert. Ergebnisse aus Feldversuchen werden anhand von Bildsequenzen zur Demonstration der Funktion der Signalverarbeitung vorgestellt und die erzielten Verbesserungen aufgezeigt.

7.1. Ein Funktionstest

Der modulare Aufbau der Signalverarbeitung ermöglicht durch Vorgabe definierter "Ziel-" Signale einfache Funktionstests der einzelnen Subsysteme. Durch die Monitordarstellung von simulierten Objekten, deren Ort und zurückgestreute Leistung durch definierte Zeitsignale (simuliertes Ortungsspektrum) vorgegeben werden, kann durch optische Prüfung am Bildschirm (Lage des angezeigten Bildelements, Dynamikinformation durch Farbart, Festzielklassifikation durch Farbwechsel usw.) das korrekte Zusammenwirken der Subsysteme kontrolliert werden.

Ein Beispiel soll die Funktionsfähigkeit des Signalverarbeitungssystems bestätigen. Ein Funktionsgenerator erzeugt ein frequenzmoduliertes Testsignal mit einer Spannungsamplitude von 200 mV (Bild 7-1). Die Frequenz wird (gerätebedingt)

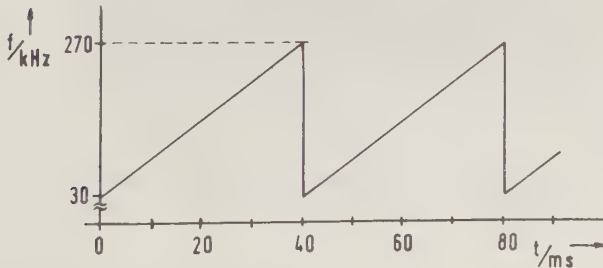


Bild 7-1 Testsignal

von 30 kHz bis 270 kHz mit einer Anstiegszeit von 40 ms variiert. Dieses Signal gelangt an den Eingang des Filterbanksystems, wo entsprechend des Frequenzanstiegs sequentiell "Ziel-" Informationen in unterschiedlichen Entfernungen (von 10 m bis 85 m) in 40 ms als Zielsignal u_z an die Signalverarbeitung ausgegeben werden. Durch die Ankopplung des Testsignals an den Bildsynchronisationsimpuls des Signalverarbeitungssystems erhält man eine Zuordnung des Frequenzanstiegs $f(t)$ zu einer azimutabhängigen Entfernungsdarstellung. Das simulierte Mikrowellenbild (Bild 7-2) beweist die korrekte Transformation der Abbildungszellen in Bildelemente und ihrer Wiedergabe auf einem Monitor. Ferner unterdrückt in diesem Beispiel das Subsystem "Maximalwerterkennung" Störungen durch Kanalübersprechen, die wegen der Spannungsamplitude von 200 mV des Testsignals im oberen Drittel des Mikrowellenbildes aufgrund der Verstärkungscharakteristik der Filterkanäle (Abschnitt 5.1.2., S. 73) zu radialen Bildverzerrungen führen würde.

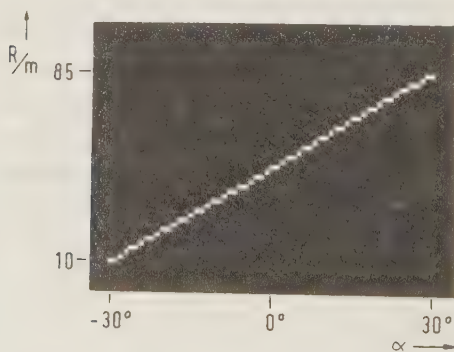


Bild 7-2 Simuliertes Mikrowellenbild,
erzeugt von einem Testsignal

7.2. Erprobung der im Abbildungssystem integrierten Signalverarbeitung

In zwei Szenen soll die Wirkungsweise der Signalverarbeitung und ihr Zusammenwirken mit dem 70 GHz - Abbildungssystem untersucht und die erreichten Verbesserungen im Vergleich zu dem aus "Rohdaten" rekonstruierten Mikrowellenbild demonstriert werden. Die Bewegtbilder wurden mit einem im Meßfahrzeug installierten Videorekorder vom Typ Video 2000 aufgezeichnet und später auf einem Farbmonitor wiedergegeben und unter Ausnutzung der Standbild- und Zeitlupeneinstellungen abfotografiert.

Szene 1 wurde auf dem Universitätsgelände aufgenommen. Das optische Bild 7-3 gibt ein Gebäude wieder, dessen Kante sich in ca. 30 m Abstand vom Abbildungssystem befindet. Davor geht eine Person in etwa 15 m Abstand am Abbildungssystem vorbei.



Bild 7-3 Fotografie der Szene 1

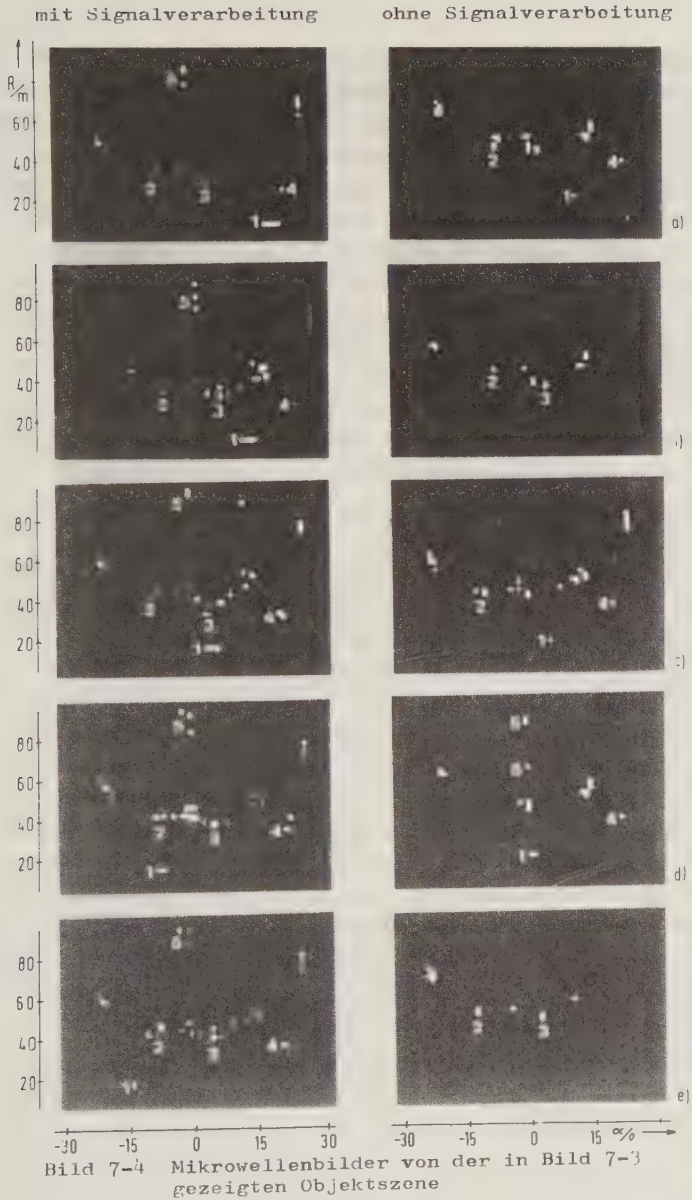
In Bild 7-4 ist der Bewegungsablauf in Form einer Bilderreihe demonstriert. Die Zeitintervalle zwischen den einzelnen Bildern betragen etwa 2 Sekunden. Die Mikrowellenbilder, die mit Signalverarbeitung gewonnen wurden, sind auf der linken Seite dargestellt, die Mikrowellenbilder auf der rechten Seite wurden aus "Rohdaten" gewonnen. Die Einstellwerte für die Signalverarbeitung waren:

- Bewertung der Vergangenheit über 15 Bilder
- Zukunftsbewertung (1 Bild) eingeschaltet
- Dynamikerkennung abgeschaltet
- Festzielerkennung nach 63 Bildern
(Festzielanzeige: rot ; im schwarz/weiß-Bild grau
Bewegtzielanzeige: grün ; im schwarz/weiß-Bild weiß)

Zunächst soll nur die linke Bildserie (mit Signalverarbeitung) betrachtet werden.

Bild a) zeigt rechts unten die Person (1), die sich in azimuthaler Richtung bewegt, wie aus der Spurrichtung und der weißen Färbung (bzw. grün im Farbbild) ergibt. Deutlich erkennt man im Hintergrund die ortsfesten Gebäudeumrisse als Grauwerte (rot im Farbbild). Besonders typisch ist der Fluchtturm (2) ausgeprägt, auch die Gebäudekante (3) ist gut erkennbar. Das Ziel 4 rührt von einer Abfalltonne her. Die weiße Darstellung, die im allgemeinen auf ein Bewegtziel hindeutet, kommt deshalb zustande, weil das Objekt unmittelbar zuvor von der Person abgeschattet worden war und jetzt neu erkannt wird. Der Reflex 5 ist ein "Geisterziel", der durch Doppelreflexion von Gebäude und Meßfahrzeug stammt.

- Mit eingeschalteter Dynamikerkennung (nicht im Bild dargestellt) deutet die purpur-farbene Zielinformation der davorliegenden Objektstruktur auf eine starke Rückstreuung. Das Geisterziel zeigt eine cyan bzw. grüne Farbe, was auf ein schwaches Rückstreusignal hindeutet, das nicht ständig erkannt wird. -



In Bild b) hat sich die Person weiter nach links bewegt und befindet sich in Bild c) bereits vor der Kante (3), die zwar in diesem Moment abgeschattet, aufgrund der Vergangenheitsbewertung aber dennoch angezeigt wird. In Bild d) befindet sich die Person (1) vor dem Fluchtturm (2). Die Spurlänge ist kürzer, was auf eine verringerte Geschwindigkeit hindeutet. Der Gebäudeteil zwischen 2 und 3 war längere Zeit abgeschirmt, so daß die Information in der Vergangenheitsbewertung gelöscht wurde, und wird jetzt wiederum detektiert, was durch weiße Bildelemente angezeigt wird. In Bild e) bleibt die Person stehen oder bewegt sich sehr langsam, da nur noch ein Bildelement die Objektinformation enthält. Der Fluchtturm (2) und die Gebäudewand werden wieder in grauer Farbe als Festziele dargestellt.

Demgegenüber zeigt die Bilderserie rechts denselben Bewegungsablauf, jedoch ohne Signalverarbeitung. In Bild a) ist die Person (1), der Fluchtturm (2), die Mülltonne (4), sowie einige Gebäudeteile zu erkennen. Aufgrund von Störeinflüssen sind die detektierten Ziele nicht stabil, so daß Bild b) andere Gebäudeteile, die Gebäudekante (3), einen Teil des Fluchtturms (2), nicht aber die Person und die Mülltonne gesehen werden. Bild c) zeigt ein relativ "vollständiges" Bild der Objektszene. Die Gebäudekante wird gerade von der Person verdeckt. Ganz anders sieht dagegen dieselbe Objektszene in Bild d) aus. Die Person (1) ist wieder gut zu sehen, ebenso auch das Objekt 4. Die Gebäudeumrisse sind in diesem Bild nicht zu erkennen, dafür aber zwei Fehlinformationen. Ziel 5 rührt wieder durch Doppelreflexion zwischen Gebäudewand und Meßfahrzeug her, das Ziel 6 wird vermutlich durch Mehrfachreflexion zwischen Gebäudewand und Person verursacht.

Vergleicht man beide Bilderserien miteinander, so zeigen sich die Vorteile der Signalverarbeitung. Die gesamte Objektinformation bleibt trotz instabiler "Rohdaten" erhalten und liefert ein flackerfreies Mikrowellenbild, während die rechte Bilderserie ein flackerndes, unruhiges und schwer interpretierbares Mikrowellenbild demonstrieren.

Szene 2 zeigt eine typische Verkehrssituation (Bild 7-5). Das Abbildungssystem steht am Fahrbandrand einer ca. 60 m breiten Straße. Ein Fahrzeug F bewegt sich mit einer Geschwindigkeit $v \approx 70$ km/h durch den Erfassungsbereich in einem Abstand von ungefähr 40 m. Gegenüber dem Abbildungssystem steht ein Verkehrszeichen X.

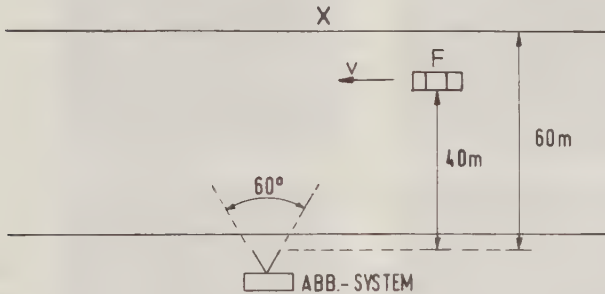


Bild 7-5 Skizze einer Verkehrssituation

Der Bewegungsablauf wurde wiederum als Mikrowellenbild auf dem Videorekorder abgespeichert und unter Zuhilfenahme der Standbild- und Zeitlupeneinrichtung des Rekorders in Zeitintervallen von etwa 0,5 Sekunden vom Monitor abfotografiert. Die Bilderserie (Bild 7-6) gibt den Bewegungsablauf wieder. Die linke Bilderserie zeigt die Szene als Mikrowellenbild mit Signalverarbeitung.

In Bild a) tritt das Fahrzeug (1) in den Abbildungsbereich ein. Durch Doppelreflexion wird ein Ziel (3) vorgetäuscht. Durch Mehrfachspiegelung am Fahrzeug selbst werden unmittelbar hinter dem Fahrzeug noch zwei weitere Bildelemente ange-

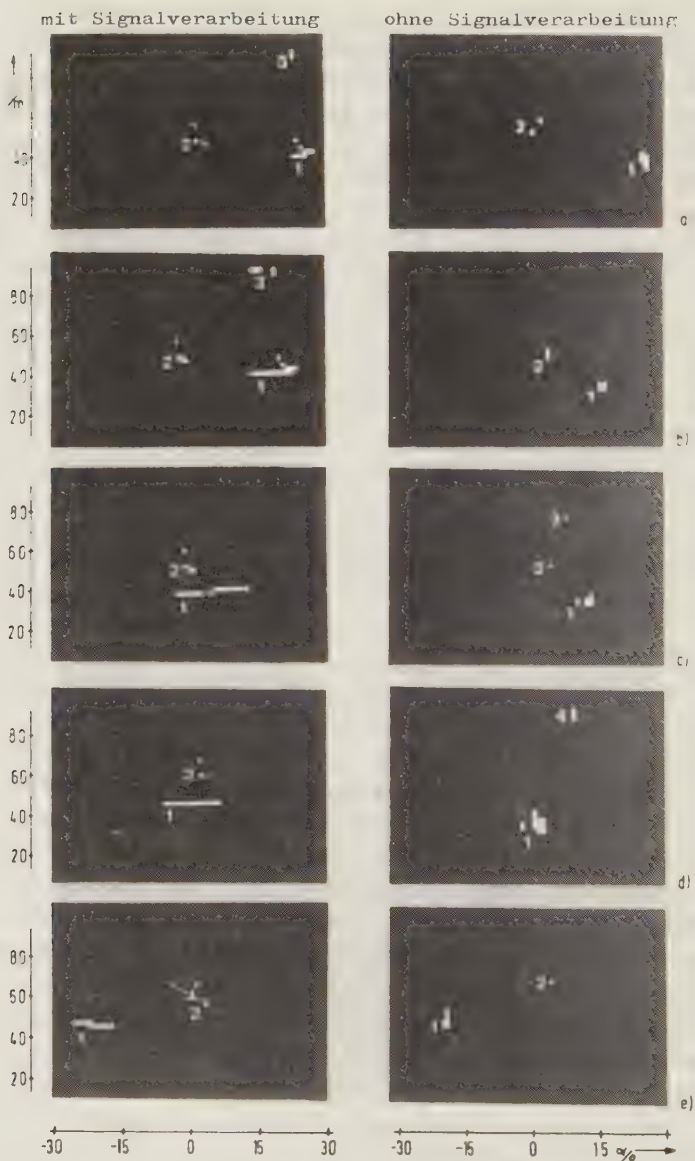


Bild 7-6 Mikrowellenbilder aus der in Bild 7-5 dargestellten Verkehrssituation

sprochen. Das Verkehrszeichen (2) ist als Festziel (grau) zu sehen und unmittelbar daneben und dahinter durch Schwankungen des Objekts verursacht erscheinen noch zwei "Bewegtziel-" Informationen. In Bild b) hat sich das Fahrzeug weiterbewegt. Die Informationen aus Bild a) sind noch erhalten, zusätzlich ist bei 3 ein neuer Reflex aufgetaucht, der ein Spiegelbild des Fahrzeugs ist (Doppelreflexion). In den Bildern c) und d) fährt das Auto (1) vor dem Verkehrszeichen (2) vorbei. Obwohl das Zeichen kurzzeitig verdeckt und abgeschattet worden war, so blieb die Objektinformation wegen der Vergangenheitsbewertung erhalten. In Bild e) verläßt das Fahrzeug den Abbildungsbereich. Die Objektinformation des Verkehrszeichens (2) hat sich in diesem Bild gewandelt. Die bisher als helles Bildelement angezeigte Information war über eine Zeit von 64 Bildern (= 2,5 s) konstant angezeigt worden und erhält deshalb die Festzieldeklaration grau (bzw. rot; Pfeil).

Die rechte Bilderserie zeigt die aus den "Rohdaten" gewonnenen Mikrowellenbilder. In Bild a) tritt das Fahrzeug (1) in den Abbildungsbereich ein. (Daß hier keine Doppelreflexionen angezeigt werden, bedeutet nicht, daß sie nicht vorhanden wären, sondern nur in dieser Momentaufnahme gerade nicht aufblitzen.) Die in radialer Richtung aufgeweitete Darstellung des Fahrzeugs rührt von Kanalübersprechen der Entfernungsfiler aufgrund von Blendung her. Das Verkehrsschild (2) macht sich in zwei Abbildungszellen bemerkbar. In Bild b) hat sich das Fahrzeug weiterbewegt. Ebenfalls hat sich das Verkehrszeichen (2) in seiner Form im Mikrowellenbild verändert. In Bild c) kann aufgrund der hohen Auflösung das Fahrzeug (1) in ein Vorderteil und in eine Heckpartie gegliedert werden. Der Mittelteil spiegelt offensichtlich die Beleuchtungswelle nicht zur Empfangsantenne zurück und bleibt deshalb unsichtbar. Ziel 3 kommt durch Doppelreflexion zustande. Im nächsten Bild d) schattet das Fahrzeug das Verkehrszeichen ab. Der Reflex (4) am oberen Bildrand ist als Fehlinformation zu interpretieren. In Bild e) verläßt das Fahrzeug den Abbildungsbereich.

Auch in dieser zweiten Bilderserie zeigen sich die Vorteile der Signalverarbeitung. Das Verkehrszeichen steht ruhig über den gesamten betrachteten Zeitraum. Durch die Maximalwerterkennung wird ein Kanalübersprechen unterdrückt. Das Fahrzeug zieht gleichmäßig eine Fahrspur, aus dessen Länge sich die Geschwindigkeit abschätzen läßt. Demgegenüber zeigt das Mikrowellenbild ohne Signalverarbeitung einmal das Fahrzeug flackernd an. Die Position des Verkehrszeichen ist nicht definiert, sondern springt stochastisch in einem Abbildungsbereich von mehreren Zellen.

Die Bewegungsabläufe selbst an stark befahrenen Straßenkreuzungen können gut an einem Farbmonitor beobachtet und interpretiert werden. Der Vergleich der Mikrowellenbilder, die mit Signalverarbeitung gewonnen werden, zeigen sich als wesentlich aussagekräftiger und verständlicher als die Bilder, die aus "Rohdaten" direkt rekonstruiert wurden. Dies kommt wesentlich stärker zum Ausdruck, wenn die Verkehrssituationen direkt am Farbmonitor betrachtet werden können, als es in dieser Arbeit durch Serien aus Einzelbildern demonstriert werden kann.

8. ZUSAMMENFASSUNG

Die Zielsetzungen dieser Arbeit sind Untersuchungen über Rückstreumechanismen bewegter, nicht-diffus streuender Objekte, sowie der Entwurf und die Realisierung einer Signalverarbeitung für ein Mikrowellen-Echtzeit-Abbildungssystem, damit einem Beobachter durch ein verbessertes und verständlicheres Mikrowellenbild ein aussagekräftiges Abbild der Objektszene vermittelt werden kann.

Die Begriffe "Mikrowellenabbildung" und "Echtzeit" werden anhand von publizierten Arbeiten erläutert und verschiedene Abbildungsverfahren unter dem Gesichtspunkt der Echtzeitfähigkeit miteinander verglichen. Anschließend wird ein realisiertes 70 GHz-Abbildungssystem, das als Grundgerät für die praktischen Untersuchungen diente, vorgestellt und die Integration in ein Fahrzeug zur Verwendung als mobile Meßplattform erklärt. Damit sind die Voraussetzungen geschaffen, Meßreihen in Feldversuchen zu erfassen und das System an beliebigen Orten zu betreiben.

Um Einblicke in die Rückstreumechanismen nicht-diffus streuender, bewegter Objekte zu erhalten, wurde an Kunstobjekten der Abbildungsvorgang in dem verwendeten Frequenzbereich theoretisch untersucht und durch Experimente überprüft. Die Ergebnisse zeigten, daß "glatte", spiegelnde Oberflächen sich bei geringsten Bewegungen (Mikrobewegungen) durch starke Leistungsschwankungen des zurückgestreuten Feldes mit einer Dynamik > 30 dB auszeichnen, deren Ursache in Beugungserscheinungen und Interferenzeffekten begründet ist. An einem ortsfesten, drehenden Fahrzeug und auch an einem augenscheinlich stillstehenden Fahrzeug wurden diese Leistungsfluktuationen wiedergefunden. An drei repräsentativen Beispielen konnte nachgewiesen werden, daß die Fluktuationen fahrzeugtypisch und nur zu einem geringen Anteil stochastischer Natur sind. Durch Periodogramm-Analysen konnten die Frequenzspektren der Leistungsschwankungen ermittelt werden.

Im Mikrowellenbild wirken sich die Leistungsschwankungen als Störungen aus, da ein schwaches Signal unter der Entdeckungsschwelle bleibt und das Objekt deshalb "unsichtbar" ist, andererseits ein starkes Signal zu Blendung führen kann. Eine aspektwinkelabhängige Signatur, wie sie bei Punktzielen in der Radartechnik verwendet wird, kann bei hochauflösenden Abbildungssystemen nicht definiert werden. Statt dessen kann man anhand statistischer Überlegungen für einen festen Aspektwinkel eine Entdeckungswahrscheinlichkeit ermitteln. Diese Ergebnisse und die Untersuchungen von Störtypen, wie Blendung, Mehrfachreflexionen, bilden die Grundlage für die Konzeption einer Signalverarbeitung.

In Kapitel fünf werden signalverarbeitungstechnische Methoden zu einer Verbesserung des Mikrowellenbildes hergeleitet, die zwar sequentiell gewonnene Bilder zur Signalauswertung verwenden, andererseits aber ein entdecktes Ziel möglichst schnell auf einem Bildschirm darstellen und damit den Echtzeitanforderungen Rechnung tragen. Zu den störunterdrückenden Maßnahmen zählen vor allem die Vergangenheitsbewertung zur Erhöhung der Entdeckungswahrscheinlichkeit, die Zukunftsbewertung zur Unterdrückung von stochastischen Kurzzeittörungen und eine Maximalwerterkennung, wodurch die radialen Blendstörungen vermieden werden. Neben der Störunterdrückung wird durch die Möglichkeit einer Dynamikerkennung und der Klassifikation als Festziel oder Bewegziel zusammen mit einer Farbcodierung des Mikrowellenbildes eine weitere Verbesserung erzielt.

Die Realisierung des Signalverarbeitungssystems ist Gegenstand des sechsten Kapitels. Besonderer Wert wurde auf eine hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit und damit auf eine minimale Bildverzögerungszeit gelegt. Der gesamte Zeitverzug von physikalischem Ablauf in der Objektebene bis zur Darstellung des Mikrowellenbildes wird vor allem durch die Abtastzeit der Objektebene (Bildaktualisierung in 40 ms) und durch die Bildausgabe (in 20 ms) in Fernsehnorm bestimmt. (Bei eingeschalteter Zukunftsbewertung muß wegen der Zwischenspeicherung

eines Bildes noch eine Verzögerungszeit von 40 ms addiert werden.) Die Echtzeitbedingungen werden somit von dem Signalverarbeitungssystem erfüllt.

Erprobungen der Signalverarbeitung im Zusammenwirken mit dem Abbildungssystem demonstrieren die erzielten Verbesserungen des Mikrowellenbildes gegenüber den Bildern, die direkt aus "Rohdaten" ohne Signalverarbeitung gewonnen wurden.

9. ANHANG

Schaltungsbeschreibung und Schaltpläne des realisierten Signalverarbeitungssystems

Die Signalverarbeitung wurde entsprechend ihrer Teilaufgaben (Dynamikerkennung, Festzielerkennung, Datenausgabe usw.) modular auf Normplattenen im sog. Europa - Format (160 mm x 100 mm) aufgebaut. Die Teileinheiten werden anhand der folgenden Schaltpläne beschrieben.

A1. Stromversorgung (Bild A-1)

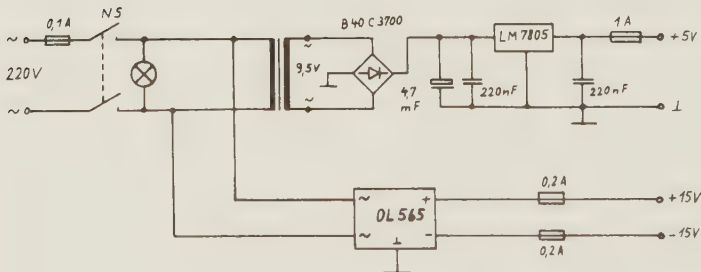


Bild A-1 Stromversorgung

Die Signalverarbeitung wurde im allgemeinen mit integrierenden Schaltkreisen (IC) aus drei Typenfamilien realisiert. Zur Verarbeitung der von der Filterbank kommenden, amplitudenkontinuierlichen Signale wurden linear arbeitende Schaltkreise (Operationsverstärker, Analog - Komparatoren) verwendet, die mit bipolaren Spannungen von +15 V und -15 V arbeiten (sämtliche Spannungsangaben beziehen sich auf Masse).

Die digitale Auswertung der Informationen wird mit logischen Schaltkreisen der Familie LS-TTL (Low Power Schottky Transistor-Transistor-Logic) realisiert, die eine Versorgungsspannung von 5 V benötigen. Die verwendeten Speicherbausteine sind TTL kompatibel und werden mit derselben Spannung versorgt. Die Pegelanpassung übernehmen integrierte Schaltkreise aus der CMOS - Familie (Complementary Metal Oxide Semiconductor). Ebenso sind elektronische Schalter für Analogspannungen in CMOS - Technik verfügbar. Je nach Anwendung werden diese Bausteine mit 5 V oder 15 V betrieben.

Die Stromaufnahme der Signalverarbeitung beträgt im 5 V - Kreis ca. 400 mA, im +15 V - Kreis 120 mA und im -15 V - Kreis ca. -50 mA. Die beiden bipolaren Spannungen ± 15 V werden aus einem Netzbaustein der Firma Oltronix gewonnen, der bei beiden Spannungen einen maximalen Strom von 200 mA liefern kann. Die 5 V - Spannung ist auf einen maximalen Strom von 1 A ausgelegt und wurde nach einer Standardschaltung /52/ mit Netztransformator, Brückengleichrichter, Ladekondensator und einem integrierten Festspannungsregler aufgebaut (Bild A-1).

Weitere Versorgungsspannungen, die für den Betrieb einzelner Schaltkreise mit Sonderfunktionen nötig sind, werden bei den betreffenden Bauteilen aus der +15 V - Spannung abgeleitet.

A2. Parallel/Serien - Umsetzung (Bild A-2)

Die elektronischen CMOS - Schalter (IC1 bis IC12, vier Schalter je Baustein) arbeiten zusammen mit den nachfolgenden Kondensatoren als Abtast - Halteglieder für die Ausgangsspannungen U_{F1} bis U_{F48} der 48 Filterkanäle ($1,4 \text{ V} < U_{F1} < 3,4 \text{ V}$). Durch den logischen Zustand 1 am Eingang AS werden die Schalter geschlossen und die Spannungswerte in die Kondensatoren übernommen¹. Die Schaltkreise IC13 bis IC19 sind

¹ Die Zeitsignale werden in einer separaten Teileinheit "Zeitsteuerung" gewonnen und in A8. erläutert.

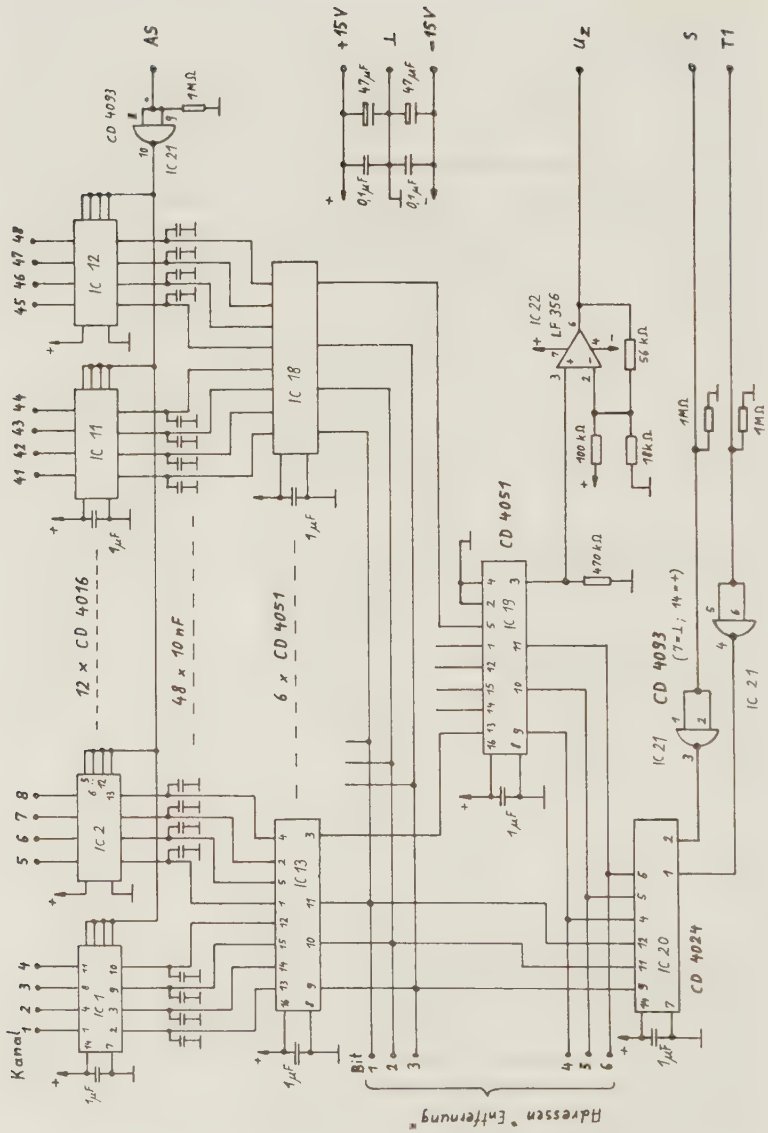


Bild A-2 Parallel/Serien - Umsetzung

"1 - aus - 8"-Dekoder. Über drei Adreßleitungen läßt sich 1 Eingangsspannung aus 8 anliegenden, analogen Eingangsspannungen auswählen und zum Ausgang durchschleusen. Um aus 48 Filterkanälen einen auszuwählen, sind zwei Dekoder-ebenen nötig. Nach der ersten Ebene mit 6 Bausteinen ist eine Reduktion auf sechs Kanäle erreicht, die mit einem weiteren Dekoderbaustein (IC19) auf den gewünschten Kanal reduziert werden. Die analoge Filterspannung dieses Kanals wird mit einem Operationsverstärker IC22 hochohmig abgegriffen, verstärkt und der nachfolgenden Signalverarbeitung angepaßt und als Zielspannung u_Z zur Verfügung gestellt ($-1,9 \text{ V} < u_Z < +7,5 \text{ V}$).

Die Auswahl der Kanäle geschieht mit einem 6-Bit Zähler IC20, der mit dem Takt T1 inkrementiert und mit einem Synchronisationsimpuls S zurückgesetzt wird. Der Inhalt dieses Zählers dient als "Entfernungs-" Adresse für die Signalverarbeitung ("Adreßbus"). Während der Übernahmephase der Filterspannungen in die Kondensatoren liegen Adressen an, für die kein Filterkanal existiert. Über die Eingänge Pin 2, Pin 4 von IC19 ist der Operationsverstärker IC22 während dieser Zeit auf Masse geschaltet, wodurch das Ausgangssignal u_Z auf $-8,4 \text{ V}$ abgesenkt wird.

A3. Analog/Digital - Umsetzung und Maximalwerterkennung (Bild A-3)

Aus der Zielspannung u_Z wird einmal die Dynamikinformation in drei Stufen ermittelt, zum anderen wird aus ihrem treppenförmigen Anstieg bzw. Abfall der Zeitpunkt des Maximalwertes erkannt.

Zur Gewinnung der Dynamikinformation wird die Zielspannung u_Z auf drei parallel geschaltete Analogkomparatoren gegeben, deren Schwellwerte mit Trimpotentiometern so eingestellt wurden, daß die Dynamikabstufungen etwa 6 dB betragen (Tabelle A1). Die Ausgänge der Komparatoren, die nur die binären Zustände 1 bzw. 0 annehmen können, werden mit NAND - Gattern

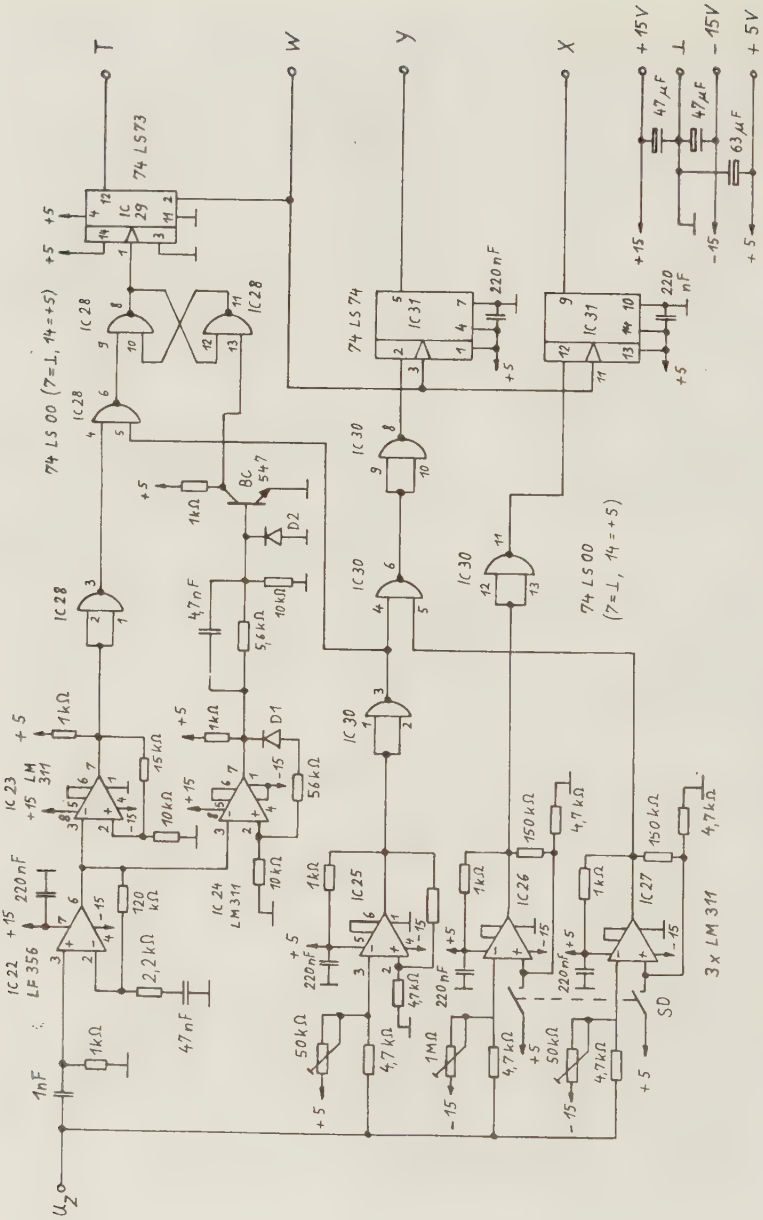


Bild A-3 Analog/Digital-Umsetzung und Maximalwerterkennung

Ziel	Leistung Empf.-Ausgang	Spannung up Filterausg.	Schwell- werte
stark	> -0,5 dBm	3,2 V	6,5 V
mittel	-6 dBm...-0,5 dBm	1,9 V...3,2 V	0,5 V
schwach	-12dBm...-6 dBm	1,5 V...1,9 V	-1,3 V

Tabelle A1 Dynamikklassifizierung von Objekten

Zielspannung u_Z	Komparatorausg.			Dynamik		Ziel- klassif.
	IC27	IC28	IC29	X	Y	
> 6,5 V	1	1	1	1	0	stark
0,5 V ... 6,5 V	0	1	1	1	1	mittel
-1,3V ... 0,5 V	0	0	1	0	1	schwach
-1,3 V	0	0	0	0	0	nicht

Tabelle A2 Logiktablelle zur Kennzeichnung der Dynamik

(Zustand 1 ist durch $U_H > 2,4$ V gekennzeichnet
Zustand 0 ist durch $U_L < 0,8$ V gekennzeichnet)

(IC30) entsprechend der Logiktablelle (Tabelle A2) verknüpft und das binäre 2 Bit - Wort (X, Y) mit einem Schreibimpuls W in zwei Zwischenspeicher (IC31) übernommen.

Zur Maximalwerterkennung wird die Zielspannung u_Z mit Operationsverstärker IC22 differenziert. Die positiven Impulse werden durch Komparator IC23, die negativen Impulse durch Komparator IC24 und Transistorinverter geformt und den TTL - Pegeln angepaßt. Positive Impulse setzen das mit zwei NAND - Gattern realisierte RS - Flipflop, wobei der Setzeingang zur Verbesserung der Störsicherheit mit dem Ausgang des Komparators IC25 der Dynamikerkennung verknüpft ist. Negative Impulse setzen das RS - Flipflop zurück. Der Übergang des Zustandes von 0 auf 1 wird von dem nachfolgenden Flipflop IC29 erkannt (Maximalwert) und durch seinen Ausgangszustand T gekennzeichnet. Er dient als Übernahme - Signal der Dynamikwerte

X, Y zur Signalverarbeitung. Die Rücksetzung von IC29 erfolgt mit dem Schreibimpuls W.

A4. Vergangenheits- und Zukunftsbewertung (Bild A-4)

Die bei der Parallel/Serien - Umsetzung (Abschnitt A2) gewonnenen "Entfernungs-" Adressen und die durch Abzählen der Rücksetzimpulse S (Abschnitt A8) gewonnenen "Azimut-" Adressen werden über die Pegelumsetzer IC62, IC63 an die Speicherbausteine HM6147HP-35 angepaßt. Diese Speicher sind in MOS-Technik aufgebaut und beinhalten jeweils 4096 Speicherplätze mit je 1 Bit. Wegen der Dynamikdarstellung mit 2 Bit muß die Vergangenheitsbewertung und die Zukunftsbewertung für die X - Information und für die Y - Information doppelt realisiert werden. Beide Informationen werden parallel verarbeitet. Für die Vergangenheitsbewertung über 16 Bilder sind 2×4 Speicherbausteine (IC52 ... IC55, IC57 ... IC60) nötig, für die Zukunftsbewertung über ein Bild sind 2 Speicherbausteine (IC56, IC61) vorgesehen. Im weiteren soll nur der Signalweg X, der im Schaltbild A-4 oben eingezeichnet ist, betrachtet werden, für den Signalweg Y gilt entsprechendes.

Die anliegende Adresse bestimmt in jedem Speicherbaustein eine Speicherzelle. Die vier Datenausgänge der Speicher IC52 ... IC55 (Vergangenheitsbewertung) liegen an den Eingängen eines 4 Bit - Zählers IC64. Mit einem Ladeimpuls L wird der Zähler mit diesen Werten vorbesetzt. Ein weiterer Impuls P setzt den Zähler auf den Wert 0, unter der Voraussetzung, daß bei abgeschalteter Zukunftsbewertung (Schalter SZ) die X - Information logisch 1 ist (NAND - Verknüpfung, IC69). Ist diese Voraussetzung nicht erfüllt, dann wird der Impuls P ignoriert. Die Impulse L und P sind an den Takt C gebunden (Synchronbetrieb). Fehlt der Impuls P, so wird der Takt C zum Inkrementieren des Zählerinhalts verwendet. Die Ausgänge des Zählers sind mit den Dateneingängen der Speicher verbunden und der Zählerinhalt wird mit dem Schreibimpuls W in die angesprochenen Speicherzellen übernommen.

10 x HM 6147 HP-35

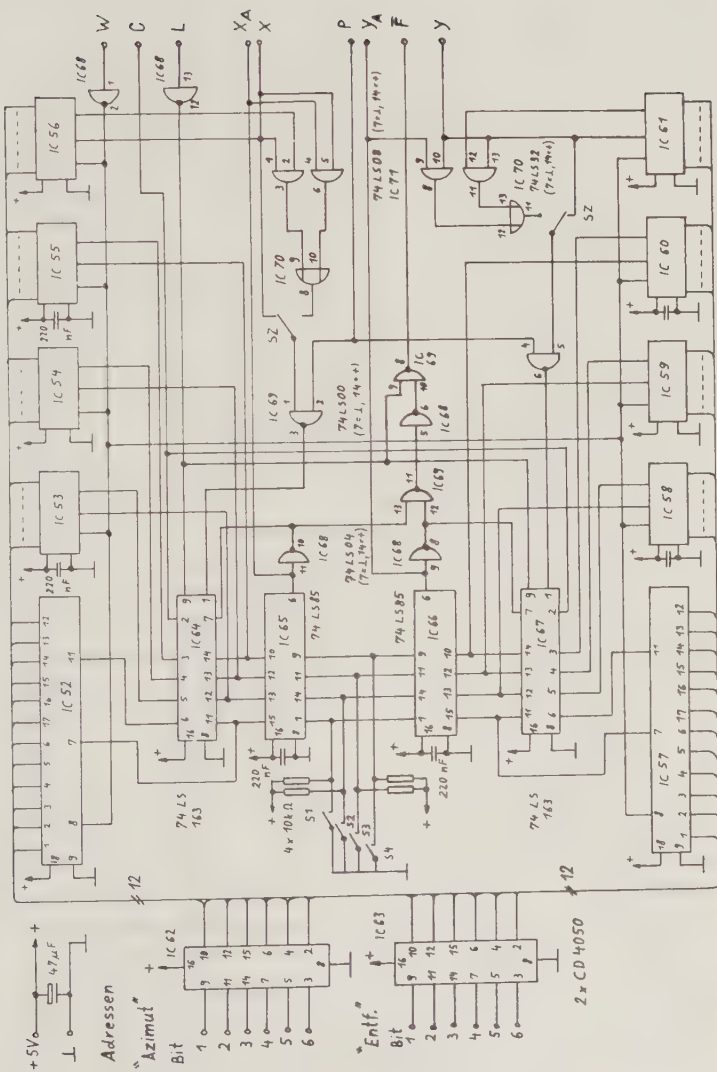


Bild A-4 Vergangenheits- und Zukunftsbewertung

Außerdem sind die Zählerausgänge mit einem digitalen Komparator IC65 verbunden. Er vergleicht den Zählerinhalt mit einem einstellbaren 4 Bit - Datenwort (Schalter S1...S4) und stellt als Ergebnis des Vergleichs die Information X_A für die Datenausgabe zur Verfügung (Gleichheit wird durch den Zustand 0 gekennzeichnet). Ferner wird durch die Rückführung des Ergebnisses über einen Inverter IC68 auf den Zählereingang (Pin 7) bei Gleichheit von Zählerinhalt und eingestelltem Datenwort, ein Weiterzählen verhindert.

Durch die Verknüpfung (IC68, IC69) der X_A - und Y_A - Informationen wird ein $\bar{F}$ - Signal zur Festzielerkennung gewonnen. $\bar{F}$ bedeutet, daß ein Festziel durch den Zustand 0 an dieser Stelle dargestellt wird. Dieses $\bar{F}$ - Signal ist mit dem Ladeimpuls L verknüpft und wird deshalb zeitrichtig zur Festzielerkennung (Abschnitt A5) übergeben.

Ist die Zukunftsbewertung eingeschaltet (Schalter SZ), so wird die X - Information zunächst in den Speicher IC56 abgelegt. Die Weiterleitung der X - Information geschieht, wenn das Signal bereits zum zweiten Mal vorhanden ist und deshalb am Datenausgang von IC56 vorliegt (UND - Verknüpfung) oder (ODER - Verknüpfung) bereits in der Vergangenheitsbewertung erfaßt ist und deshalb ein X_A - Signal liefert (UND - Verknüpfung). Der weitere Ablauf entspricht dem oben beschriebenen.

A5. Festzielerkennung (Bild A-5)

Die Festzielerkennung (1 Bit - Information) ist prinzipiell wie die Vergangenheitsbewertung aufgebaut. Da sich die Festzielerkennung über bis zu 64 Bildern erstreckt, sind 6 Speicherbausteine IC74 ... IC79 nötig. Der Zähler wurde mit zwei kaskadierten 4 Bit - Zähler zu einem 6 Bit - Zähler erweitert (IC80, IC81). Ist eine Festzielinformation $\bar{F} = 0$ übergeben worden, so erfolgt mit dem Ladeimpuls L eine Übernahme der Daten, die in den durch die Adresse eingestellten Speicherzellen IC74 ... IC79 vorliegen, in den Zähler (IC80, IC81). Durch die Verknüpfung des Ladeimpulses mit dem Takt C

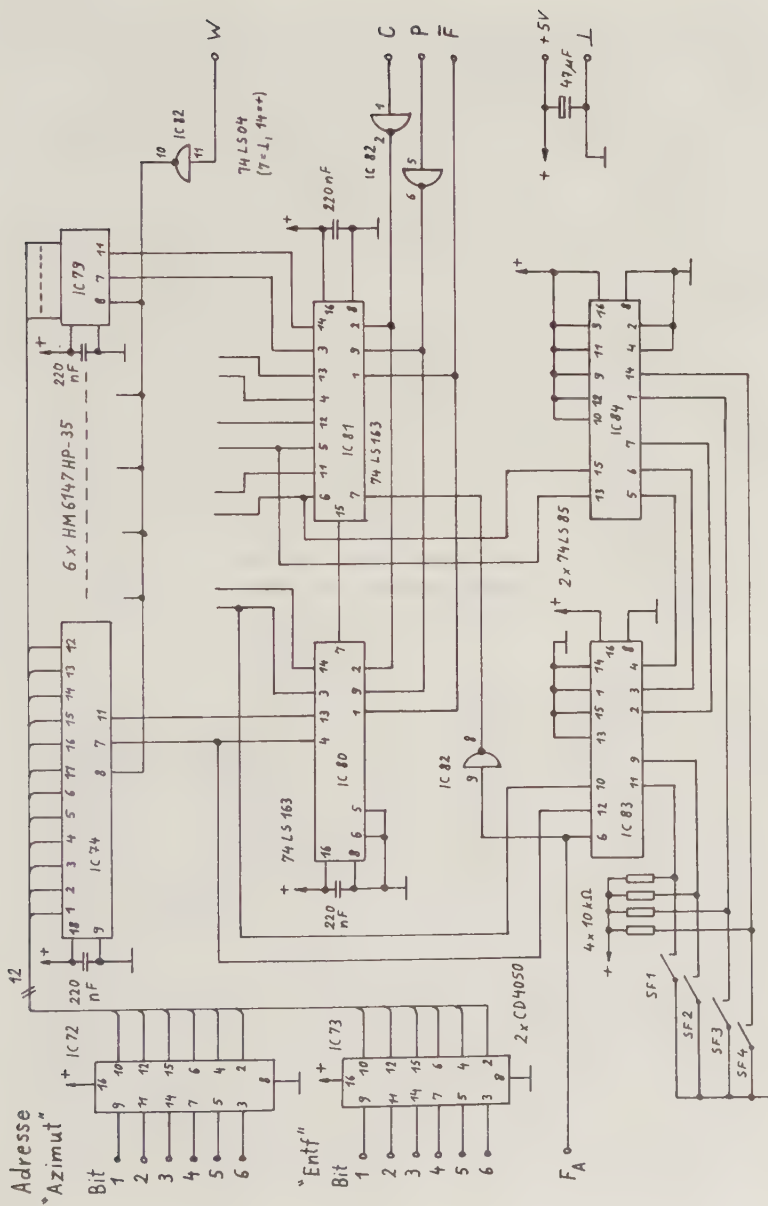


Bild A-5 Festzielerkennung

(Synchronbetrieb) werden Störungen durch Laufzeitunterschiede und durch Einschwinvorgänge auf den Leitungen vermieden. Mit dem nächsten Taktimpuls wird der Zählerinhalt um 1 erhöht. Die Zählerinhalte werden mit dem Schreibimpuls W in die adressierten Speicherzellen übernommen. Der Zählerinhalt wird außerdem mit einem voreingestellten Datenwort (SF1 bis SF4) verglichen. (Einstellbar sind die vier höherwertigen Bit des 6 Bit - Datenworts, die beiden niederwertigen Bit liegen konstant auf dem logischen Wert 1.) Für den Vergleich sind zwei digitale Komparatoren (IC83, IC84) zu einem 6 Bit - Komparator zusammengeschaltet worden. Das Ergebnis des Vergleichs steht als F_A - Signal zur Datenausgabe zur Verfügung und verhindert bei Gleichheit über IC82 ein Weiterzählen des 6 Bit - Zählers. Ist eine Festzielinformation nicht vorhanden, was durch den Zustand $\bar{F} = 1$ gekennzeichnet ist, so wird der Zählerinhalt auf den Wert 0 zurückgesetzt. Erst wenn Gleichheit zwischen Zählerinhalt und eingestelltem Datenwort erreicht ist, wird der Zustand von $F_A = 1$ und als Festziel angezeigt. Diese Information F_A steht zusammen mit den Dynamikinformationen X_A und Y_A zur Datenausgabe bereit.

A6. Steuerung der Datenausgabe (Bild A-6)

Zur zeitlichen Koordination der Datengewinnung aus dem Objekt-raum und der Datenausgabe auf einem Monitor ist eine Zwischenspeicherung der verarbeiteten und zur Ausgabe bereitgestellten Objektrauminformationen (Festzielinformation F_A , Dynamikinformation X_A , Y_A) für jede Abbildungszelle notwendig.

Die Zwischenspeicherung erfolgt in zwei Bildspeichern, die mit je drei Speicherbausteinen für die Informationen X_A , Y_A , F_A aufgebaut sind (Bildspeicher 1: IC91, IC92, IC93; Bildspeicher 2: IC94, IC95, IC96). Das Einlesen der Daten und deren Ausgabe auf einen Monitor erfolgt im Gegentaktverfahren. Während Bildspeicher 1 (IC91 für X_A , IC92 für Y_A , IC93 für F_A) auf "Einlesen" geschaltet ist, werden die Daten aus Bildspeicher 2 (IC94, IC95, IC96) an den Monitor ausgegeben. Die Umschaltung der beiden Bildspeicher erfolgt mit dem Schaltsignal BS über das Flipflop IC100 nach jeweils 40 ms.

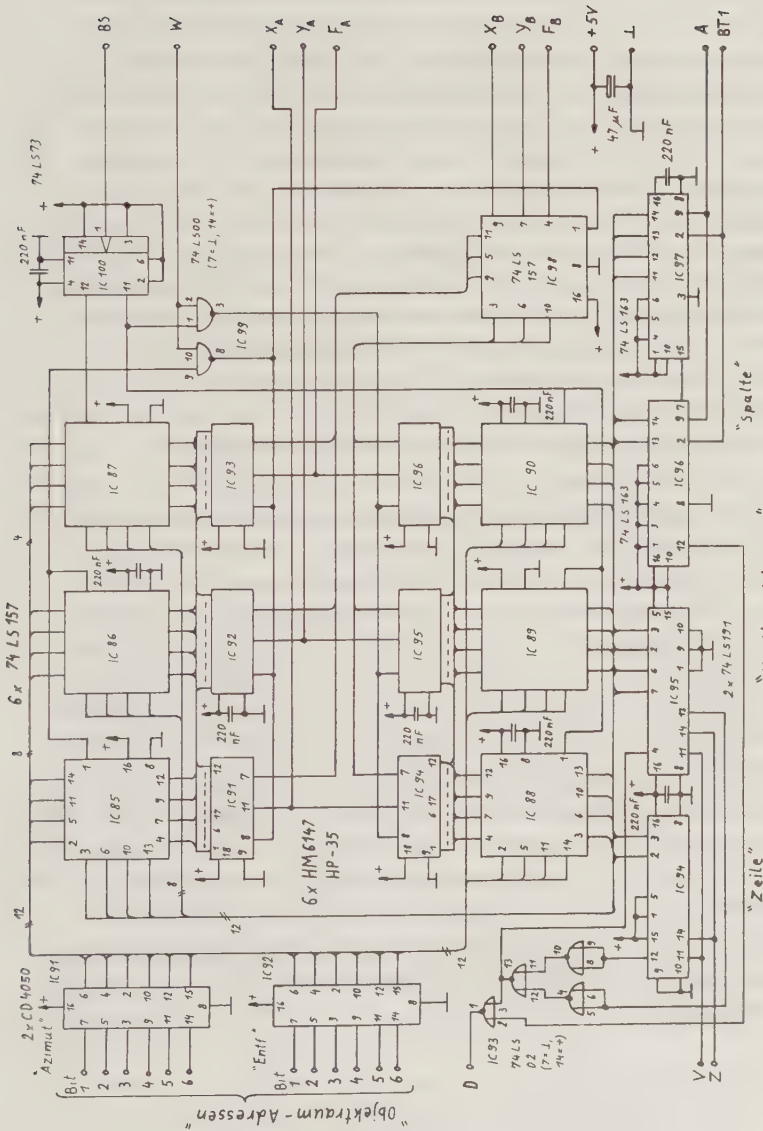


Bild A-6 Steuerung der Datenausgabe

Zu dem hier betrachteten Zeitpunkt sei Bildspeicher 1 mit der "Signalverarbeitungsseite" verbunden und auf Dateneingabe geschaltet. Gekennzeichnet ist dieser Schaltzustand durch den logischen Wert 1 am Ausgang Nr. 12 und durch den logischen Wert 0 am invertierten Ausgang Nr. 11 des Flipflops IC100. Die integrierten Schaltkreise IC85 bis IC90 sind elektronische Umschalter ("1-aus-2" - Dekoder). Jeder Baustein beinhaltet vier derartige Umschalter und eine Steuerlogik. Mit drei Schalterbausteinen IC85, IC86, IC87 werden über den Steuereingang Nr. 1 die 12 "Objektraum-Adressen" an den Bildspeicher 1 durchgeschaltet. Die NAND - Verknüpfung (IC99) des Schreibimpulses W mit dem Steuersignal aus IC100 erlaubt nur dem Bildspeicher 1 die Übernahme der von der Signalverarbeitung bereitgestellten Daten X_A , Y_A , F_A . Von Bildspeicher 2 wird der Schreibimpuls ferngehalten.

Für die Datenausgabe an einen Monitor werden durch den Bildtakt BT1 und Zeilentakt Z mit Hilfe der Zählerbausteine IC94 bis IC97 die "Monitor - Adressen" erzeugt und mit den Rücksetzsignalen A und V der Fernsehnorm angepaßt. Diese "Monitor - Adressen" sind über die Schalterbausteine IC88, IC89, IC90 mit Bildspeicher 2 (IC94, IC95, IC96) verbunden. Der Inhalt der adressierten Speicherzellen wird über den Schalterbaustein IC98 als Bildsignale X_B , Y_B , F_B zur Monitorausgabe bereitgestellt. Die von Bildspeicher 1 anliegenden (ungültigen) Daten sind abgeschaltet.

Nach 40 ms wird der logische Zustand von Flipflop IC100 umgeschaltet und damit auch die Funktion von Bildspeicher 1 und Bildspeicher 2. Die Datenausgabe erfolgt nun von Bildspeicher 1, während der Inhalt des Bildspeichers 2 erneuert wird.

Der Ausgang D bewirkt über die logische Verknüpfung IC93 der Ausgänge der Adreßzähler IC94, IC95, IC96 eine Dunkeltastung der Bildränder.

A7. Pegelanpassung und Bildausgabe (Bild A-7)

Von dem auf "Datenausgabe" geschalteten Bildspeicher werden die Bildsignale X_B , Y_B , F_B zur Bildausgabe bereitgestellt. Über eine logische Verknüpfung IC101, IC102 werden daraus drei Signale R, G, B gebildet, die den drei Grundfarben des Fernsehmonitors entsprechen. Die zusätzliche Verknüpfung mit dem Dunkeltastsignal dient zur Störunterdrückung an den Bildrändern. Die Signale R, G, B gelangen an ein Daten - Flipflop (IC103). Mit dem Taktimpuls BT2 werden die drei Signale gleichzeitig an die Auskoppeltransistoren für die Rot, Grün, Blau - Kanäle und an einen PAL - CODER - Baustein (IC105) weitergeleitet. Durch die Bindung der Signale an den Takt BT2 werden Laufzeitunterschiede ausgeglichen. Außerdem wird für die "RGB - " Fernsehausgabe ein Fernseh-Synchronisationssignal Syn bereitgestellt.

Mit den Transistorausgangsstufen werden die Pegel normgerecht auf $1V_{SS}$ für die Rot-, Grün-, Blau- Signale bzw. $4V_{SS}$ für das Syn- Signal aufbereitet und an die niederohmigen Monitor-eingänge (75 Ohm) angepaßt.

Für die Aufzeichnung der Daten ist ein FBAS - Signal (Farbart-Bild-Austast-Synchron - Signal) nach PAL - Norm notwendig. Der hochintegrierte PAL - CODER - Baustein TEA1002 (IC105) enthält sämtliche Baugruppen um aus den R, G, B, Syn - Signalen ein FBAS - Signal zu formen. Der Schalter SD dient zur Farbumschaltung bei abgeschalteter Dynamikerkenkung. Ein Quarzoszillator mit einer Frequenz von 8,86 MHz erzeugt die doppelte Farbträgerfrequenz. Die beiden monostabilen Multivibratoren IC104 stellen aus dem Synchronimpuls die zeitrichtige Zuordnung des Farbträger - Burst - Signals zu Beginn jeder Fernsehzeile her. Die Auskopplung des FBAS - Signals erfolgt ebenfalls mit einem Transistor in Kollektorschaltung.

Der Sonderbaustein IC105 benötigt eine Betriebsspannung von 12 V. Diese Spannung wird mit einem Festspannungsregler (LM7812) aus der 15 V - Versorgungsspannung gewonnen.

A8. Zeitsteuerung (Bild A-8)

In der Teileinheit "Zeitsteuerung" werden sämtliche Takt- und Steuersignale für die Signalverarbeitung und für die Datenausgabe in Fernsehnorm erzeugt.

Von einem 4 MHz - Mutteroszillator werden durch Frequenzteilung die benötigten Impulse hergeleitet. Ein hochintegrierter Video - Impulsgeber - Baustein S178 A (IC50) der über einen 1/4 - Teiler (IC33) einen Grundtakt von 1 MHz erhält, erzeugt daraus die für die Fernsehnorm notwendigen Impulse. Hier werden für die Datenausgabe die Austastimpulse A (Periodendauer $64 \mu\text{s}$), die Vertikalimpulse V (Periodendauer 20 ms) und die Fernsehsynchronimpulse SYN verwendet. Durch Frequenzteilung der Vertikalimpulsfrequenz V (1/2 - Teilung mit IC44) wird das Bildsteuersignal BS und das Hauptsynchronisationssignal S zur gesamten Synchronisation des Abbildungssystems gewonnen. An diese Bildwechselfrequenz (25 Hz) ist über eine Transistorstufe in Kollektorschaltung auch der Antrieb der Mikrowellenhörner der Empfangsantenne phasenstarr gekoppelt. Um das Mikrowellenbild dem Monitordisplay anzupassen, werden fünf Fernsehzeilen einer Radialzelle zugeordnet. Die Zeilenimpulse Z werden durch Abzählen der Zeilenaustastimpulse A mit dem Zähler IC46 erzeugt. Eine Azimutzelle wird auf dem Bildschirm durch den horizontalen Weg des Elektronenstrahls während 750 ns festgelegt. Dazu wird über einen 1/3 - Teiler (IC32) die Bildtaktsignale BT1 und BT2 mit einer Periodendauer von 750 ns bereitgestellt.

Für die Signalverarbeitung wird aus dem 1 MHz Grundtakt (von IC33) über einen 1/12 - Teiler (IC36) das Taktsignal T1 für die Parallel/Serien - Umsetzung gewonnen. Durch logische Verknüpfungen der vier Teilerausgänge von IC36 werden außerdem der Schreibimpuls W, der Ladeimpuls L und zusammen mit dem Ergebnis der Maximalwerterkennung T der Übernahmeimpuls P (Preset) generiert.

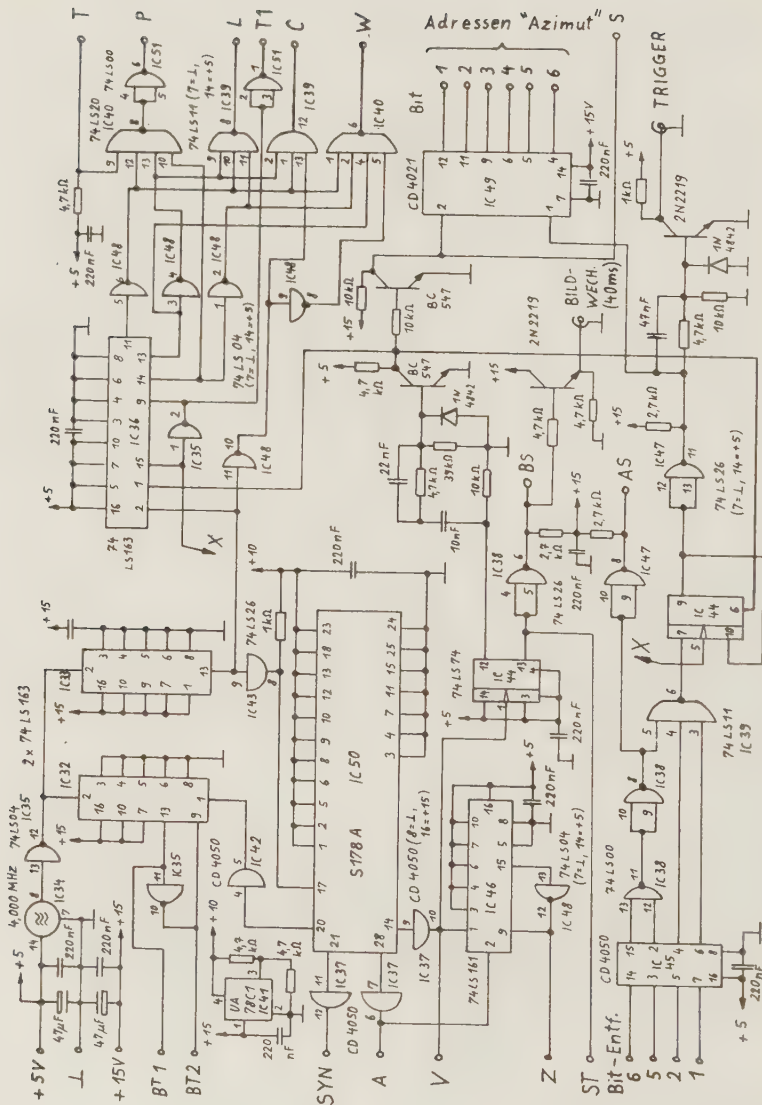


Bild A-8 Zeitsteuerung

Die Signale zur Schaltersteuerung AS der Parallel/Serien - Umsetzung werden durch logische Verknüpfung (IC38, IC47) der "Entfernungs- " Adressen, Bit 1, 2, 5, 6, erzeugt. Außerdem wird auch der Triggerimpuls für die Frequenzmodulation davon abgeleitet. Zur Störunterdrückung ist dieses Signal mit dem Zeitsignal von IC36 über ein Flip-flop IC44 synchronisiert. Gleichzeitig wird damit auch der Inhalt des 6 Bit "Azimut-" Zählers um 1 erhöht. Die Ausgänge dieses Zählers (IC49) bilden die "Azimutadressen" für die Speicherbausteine ("Adreßbus").

Durch die synchrone Herleitung aller Steuer- und Taktimpulse sowie die synchrone Übergabe von Daten und Signalen werden Störungen durch unterschiedliche Signallaufzeiten und durch Verkopplungen und Einschwingvorgängen vermieden.

A9. Integration der Signalverarbeitung in das Mikrowellen - Abbildungssystem

Das Signalverarbeitungssystem wurde zusammen mit der Filterbank in ein 19" Einschubgehäuse montiert (Bild A-9). Durch

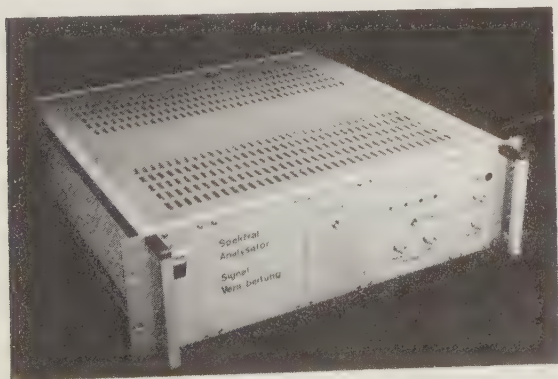


Bild A-9 Foto der realisierten Signalverarbeitung

die Abschirmwirkung des Gehäuses und die kurzen Leitungsverbindungen von den Filterausgängen zu den Eingängen des Signalverarbeitungssystems werden Einkopplungen und Störungen vermieden. Das Einschubgehäuse wird auf dem Komponententräger des Abbildungssystems zusammen mit dem Empfänger montiert. Die Anschlüsse zu den übrigen Baugruppen des Abbildungssystems erfolgt mit Koaxialkabel.

10. LITERATURVERZEICHNIS

- /1/ SKOLNIK, M.I.
Introduction to Radar Systems
McGraw-Hill, New York 1962
- /2/ FULLER, K.L.
AVOID, ein Nahbereichsradar mit hohem Auflösungsvermögen
Philips Technische Rundschau, vol. 32, (1971/72), 39-45
- /3/ EVANS, G.; McLeish, C.W.
RF Radiometer Handbook
Artech House Inc., Dedham 1977
- /4/ KOCK, W.E.
Microwave Holography
Microwaves, vol. 7, November 1968, 46-54
- /5/ BORN, M.
Optik
Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1972
- /6/ BRAND, H.
Fast Millimeter Wave Imaging
Part II.2 Proc. of the NATO Advanced Research Workshop
on INVERSE METHODS IN ELECTROMAGNETIC IMAGING, Bad
Windsheim September 1983, D. Reidel Publ. Comp., Dord-
recht - Holland
- /7/ MLENSA, D.L.
High Resolution Radar Imaging
Artech House Inc., Dedham 1981
- /8/ --
IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronic
Terms
Wiley-Interscience, New York, London, Sydney, Toronto 1982
- /9/ LUCK, D.
Frequency Modulated Radar
McGraw-Hill, New York 1949
- /10/ VOGEL, M.
A New Kind of Planar Waveguide Lens Antenna of the Lune-
burg Type for the Millimeter Wave Region
Proc. of the 13th Europ. Microwave Conf., 1983, P.7
- /11/ KÖNIG, G.
Entwurf und Untersuchung eines Echtzeit-Mikrowellen-
abbildungssystems für den Nahbereich
Dissertation, Univ. Erlangen-Nürnberg, Erlangen 1983

- /12/ BRAND, H.; KREUTZER, E.; VOGEL, M.
Realtime 70 GHz - Imaging System for Close Range Applications
Proc. of the 13th Europ. Microwave Conf., 1983, A6.1
- /13/ OSTERRIEDER, S.
Mobiles 70 GHz-Abbildungssystem
Interner Technischer Bericht, Inst. f. HF-Technik
Univ. Erlangen-Nürnberg 1982
- /14/ VOGEL, M.
Theoretische und experimentelle Untersuchungen zur
quasioptischen Abbildung mit Millimeterwellen, ins-
besondere mit Luneburg-Linsen
Dissertation, Univ. Erlangen-Nürnberg, 1982, erschie-
nen als Fortschritt-Berichte der VDI-Zeitschriften,
Reihe 10, Angewandte Informatik, Nr. 14, VDI-Verlag
Düsseldorf 1982
- /15/ KREUTZER, E.
Entwurf und Realisierung eines mehrzielfähigen 70 GHz-
FM/CW-Radarempfangssystems
Dissertation, Univ. Erlangen-Nürnberg, 1982
- /16/ BRAND, H.; OSTERRIEDER, S.; GLÖCKLER, R.
Forschungsbericht Nr.1 über das DFG-FV Br 522/10:
"Mikrowellen-Abbildung von bewegten nicht diffus streu-
enden Objekten"
Inst. f. HF-Technik, Univ. Erlangen-Nürnberg 1983
- /17/ BORN, M.; WOLF, E.
Principles of Optics
Pergamon Press, Oxford 1970
- /18/ SOMMERFELD, A.
Vorlesungen über theoretische Physik, Band IV, Optik
Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig 1959
- /19/ RUBINOWICZ, A.
Die Beugungswelle in der Kirchhoffschen Theorie der
Beugung
Paustwowe Wydawnictwo Nankowe, Warschau 1959
- /20/ KOCH, G.F.
Die verschiedenen Ansätze des Kirchhoffschen Prinzips
und ihre Anwendung auf die Beugungsdiagramme bei elek-
tromagnetischen Wellen
AEÜ, Band 14, Heft 2 (77-98) und Heft 3 (132-153), 1960
- /21/ BRONSTEIN, I.N.; SEMENDJAJEW, K.A.
Taschenbuch der Mathematik
Verlag Harri Deutsch, Thun 1980, 19. Auflage

- /22/ KELLER, J.B.
Geometrical Theory of Diffraction
J. Opt. Soc. Am., Vol 52, No. 2, Feb. 1962
- /23/ PAPOULIS, A.
Probability, Random Variables and Stochastic Processes
Intern. Student Edition, 11th Printing,
McGraw Hill, Tokyo 1981
- /24/ ACHILLES, D.
Die Fourier-Transformation in der Signalverarbeitung
Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1978
- /25/ HARRIS, F.J.
On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the
Discrete Fourier Transform
Proc. IEEE, Vol 66, No. 1, Jan. 1978
- /26/ WELCH, P.D.
The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation
of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging
over Short, Modified Periodograms
IEEE Trans. on Audio and Electroacoustics, Vol AU-15,
No. 2, June 1967
- /27/ COOLEY, J.W.; TUKEY, J.W.
An Algorithm for the Machine Calculation of Complex
Fourier Series
Math. Computation 19, April 1965
- /28/ RABINER, L.R.; GOLD, B.
Theory and Application of Digital Signal Processing
Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 1975
- /29/ HOCK, A.
Hochfrequenzmeßtechnik 1
Kontakt + Studium, Band 31; Lexika Verlag, Grafenau 1979
- /30/ UNBEHAUEN, R.
Synthese elektrischer Netzwerke
Oldenburg Verlag, München, Wien 1972
- /31/ BRAND, H.; OSTERRIEDER, S.; GLÖCKLER, R.
Forschungsbericht Nr. 2 über das DFG-FV Br 522/10
"Mikrowellen-Abbildung von bewegten nicht-diffus
streuenden Objekten"
Inst. f. HF-Technik, Univ. Erlangen-Nürnberg 1984
- /32/ OSTERRIEDER, S.; GLÖCKLER, R.; BRAND, H.
Imaging of Moving Targets in Traffic Applications
Presentation at the EuMC 83 - Workshop on MICROWAVE
IMAGING METHODS -, Nürnberg, 9. Sept. 1983

- /33/ SWERLIN, P.
Probability of Detection for Fluctuating Targets
RAND Corp. Sta. Monica, Calif., RM-1217, March 1954
republished in IRE Trans. on Information Theory,
Vol IT-6, April 1960
- /34/ KAPLAN, E.L.
Signal Detection Studies, with Applications
Bell System Technical Journal, March 1955
- /35/ WOODWARD, P.M.
Probability and Information Theory, with Applications
to Radar
Pergamon Press, Oxford 1964 (Second Edition)
- /36/ WEINSTOCK, W.
Target Cross Section Models for Radar Systems Analysis
Ph.D. Dissertation, Univ. of Pennsylvania, Phil. 1964
- /37/ HEIDBREDER, G.R.; MITCHELL, R.L.
Detection Probabilities for Log-Normally Distributed
Signals
IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems,
Vol AES-3, No. 1, January 1967
- /38/ BRAND, H.
Abbildung mit Mikrowellen, eine Einführung in Grund-
begriffe und Methoden mit Beispielen aus dem Anwendungs-
bereich
Kurs im CCG-Lehrgang P 2.11, 24.-28. Sept. 1984, Weßling
- /39/ DETLEFSEN, J.
Abbildung mit Mikrowellen
Fortschrittberichte der VDI-Zeitschriften, Reihe 10,
Nr. 5, VDI-Verlag, Düsseldorf 1979
- /40/ BECKER, K.-D.
Ausbreitung elektromagnetischer Wellen
Springer-Verlag Berlin, Heidelberg, New York 1974
- /41/ BERKOWITZ, R.S.
Modern Radar
John Wiley & Sons, Inc., New York, London, Sydney 1965
- /42/ WHITE, W.D.
Techniques for Tracking Low-Angle Radar Targets in the
Presence of Multipath
IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems,
Vol. AES-10, No. 6, November 1974
- /43/ SOLLENBERGER, T.E.
Multipath Phase Errors in CW-FM Tracking Systems
IRE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-3,
No. 4, October 1955

- /44/ ENGEL, J.S.
Effects of Multipath Transmission on the Measured
Delay of an FM-Signal
IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. VT-18,
No. 1, May 1969
- /45/ PEEBLES, P.Z.
Multipath Angle Error Reduction Using Multiple Target
Methods
IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems,
Vol. AES-7, No. 6, November 1971
- /46/ BRAND, H.
A 2-Dimensional Realtime Millimeter-Wave Imaging System
12th Assembly of the International Commission for Optics
(ICC-12), IOCC 81, Graz 1981, Conf. Digest Session A5
- /47/ SCHÜSSLER, H.W.
Systemtheorie
Skripten des Lehrstuhls für Nachrichtentechnik, Univer-
sität Erlangen-Nürnberg, Nr. 6, Erlangen 1978
- /48/ TELEFUNKEN AG (Hrsg.)
Farb-Fernseh-Technik I
Telefunken Fachbuch, Franzis-Verlag, München 1967
- /49/ SEITZER, D.; PRETZL, G.; HAMDY, N.A.
Electronic Analog-To-Digital Converters
John Wiley & Sons, Chichester 1983
- /50/ HITACHI (Hrsg.)
Semiconductor Data Book, IC Memories
Hitachi, 1982
- /51/ SEITZER, D.
Arbeitsspeicher für Digitalrechner
Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1975
- /52/ TIETZE, U.; SCHENK, CH.
Halbleiter-Schaltungstechnik
5. Auflage, Springer-Verlag, Berlin, New York 1980
- /53/ GLÖCKLER, R.; OSTERRIEDER, S.
Radar Target Scattering Matrix Measured by a 70 GHz-
IM/CW-Imaging System
NATO-AC/243(Panel III,RSG.8); Workshop on Target/
Background Signature Measurement Techniques at Milli-
meter Wavelengths, HDL, 27 - 19 Sept. 1983, Adelphi, MD.

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand am Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik der Universität Erlangen-Nürnberg.

Herrn Prof. Dr.-Ing. H. Brand, dem Leiter dieses Lehrstuhls, danke ich dafür, daß er die Durchführung dieser Arbeit ermöglichte und ihren Fortgang durch zahlreiche Hinweise und wertvolle Diskussionen förderte.

Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. J. Detlefsen für die bereitwillige Übernahme des Korreferates und der damit verbundenen Mühe.

Herrn Dr. Keydel, Direktor des Instituts für Hochfrequenztechnik der DFVLR, Oberpfaffenhofen, möchte ich dafür danken, daß er den für die Messungen benötigten Drehstand zur Verfügung stellte.

Mein Dank gilt ebenso Herrn N. Bogner für seine tatkräftige Unterstützung bei der Durchführung der experimentellen Untersuchungen.

Bei allen Kollegen und Mitarbeitern des Lehrstuhls für Hochfrequenztechnik möchte ich mich für viele anregende Gespräche bedanken.

Der Deutschen Forschungsgemeinschaft danke ich für die finanzielle Förderung dieses Forschungsvorhabens.

Desonders bedanken möchte ich mich bei meiner Familie für ihr Verständnis und ihre Geduld, die sie mir während der Abfassung dieser Arbeit entgegenbrachte.

Lebenslauf des Verfassers

Geburtstag:	18.1.1952 in Kaufbeuren
Vater:	Magnus Osterrieder, Krankenpfleger
Mutter:	Theresia Osterrieder, geb. Kohlhund
Familienstand:	verheiratet, 1 Kind
1958 - 1962	Volksschule in Kaufbeuren
1962 - 1969	Gymnasium in Kaufbeuren
1969 - 1970	Industriepraktikum
1970 - 1971	Fachoberschule Augsburg
Juli 1971	Fachhochschulreifeprüfung
1971 - 1973	Wehrdienst bei der Bundeswehr
1973 - 1977	Studium der Elektrotechnik an der Fachhochschule Augsburg
29.7.1977	Ingenieurprüfung
1977 - 1981	Studium der Elektrotechnik an der Universität Erlangen-Nürnberg
27.11.1978	Diplom-Vorprüfung
5.10.1981	Diplom-Hauptprüfung
1.11.1981 - 30.4.1982	wissenschaftliche Hilfskraft am Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik, Universität Erlangen-Nürnberg
seit 1.5.1982	wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik, Universität Erlangen-Nürnberg

